



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES

TÍTULO:

**SIMULACIÓN DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN CON MODULACIÓN
FSK Y CODIFICACIÓN DE BLOQUE ESPACIO TIEMPO AFECTADOS
POR LOS DESVANECIMIENTOS TIPO RAYLEIGH Y RICIÁN**

AUTOR:

WILMER AURELIO TOAINGA QUINGA

Previa la obtención del Título

INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES

TUTOR:

M. Sc. Luis Silvio Córdova Rivadeneira

Guayaquil, Ecuador

2016



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES

CERTIFICACIÓN

Certificamos que el presente trabajo fue realizado en su totalidad por el Sr.
Wilmer Aurelio Toinga Quinga como requerimiento parcial para la
obtención del título de INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES.

TUTOR

M. Sc. Luis Silvio Córdova Rivadeneira

DIRECTOR DE CARRERA

M. Sc. Miguel A. Heras Sánchez.

Guayaquil, a los 14 días del mes de Marzo del año 2016



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES

DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD

Yo, **Wilmer Aurelio Toinga Quinga**

DECLARÓ QUE:

El trabajo de titulación “SIMULACIÓN DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN CON MODULACIÓN FSK Y CODIFICACIÓN DE BLOQUE ESPACIO TIEMPO AFECTADOS POR LOS DESVANECIMIENTOS TIPO RAYLEIGH Y RICIÁN” previa a la obtención del Título de Ingeniero en Telecomunicaciones, ha sido desarrollado respetando derechos intelectuales de terceros conforme las citas que constan al pie de las páginas correspondientes, cuyas fuentes se incorporan en la bibliografía. Consecuentemente este trabajo es de mi autoría.

En virtud de esta declaración, me responsabilizo del contenido, veracidad y alcance científico del Trabajo de Titulación referido.

Guayaquil, a los 14 días del mes de Marzo del año 2016

EL AUTOR

WILMER AURELIO TOINGA QUINGA



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES

AUTORIZACIÓN

Yo, **Wilmer Aurelio Toinga Quinga**

Autorizamos a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil, la publicación, en la biblioteca de la institución del Trabajo de Titulación: “SIMULACIÓN DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN CON MODULACIÓN FSK Y CODIFICACIÓN DE BLOQUE ESPACIO TIEMPO AFECTADOS POR LOS DESVANECIMIENTOS TIPO RAYLEIGH Y RICIÁN”, cuyo contenido, ideas y criterios es de mi exclusiva responsabilidad y autoría.

Guayaquil, a los 14 días del mes de Marzo del año 2016

EL AUTOR

WILMER AURELIO TOINGA QUINGA

DEDICATORIA

La formación de ingeniero en telecomunicaciones está dedicada de manera especial a mi madrecita **LAURA MARINA QUINGA CUNALATA** ya que ha sido el principal cimiento para la culminación de mis estudios, sentando las bases de la responsabilidad y deseos de superación.

En especial a Gracias a Dios por bendecir a mi familia y por concederme la mejor de las madres.

EL AUTOR

WILMER AURELIO TOAINGA QUINGA

AGRADECIMIENTO

Primero y como más importante, me gustaría agradecer sinceramente a mi Tutor, M. Sc. Luis Córdova Rivadeneira, por su manera de ayudar y dedicación para poder concluir con el trabajo de titulación. Además de sus conocimientos, sus orientaciones, su manera de trabajar, su persistencia, su paciencia y su motivación han sido fundamentales para mi formación como Ingeniero en Telecomunicaciones.

También, quiero agradecer al Coordinador de Titulación, M. Sc. Fernando Palacios Meléndez, ya que gracias a su preocupación no hubiese terminado el presente proyecto.

EL AUTOR

WILMER AURELIO TOAINGA QUINGA

Índice General

Índice de Figuras	IX
Resumen	XII
CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN	13
1.1. Antecedentes	13
1.2. Justificación del Problema	14
1.3. Definición del Problema	15
1.4. Objetivos del Problema de Investigación	15
1.4.1. Objetivo General	15
1.4.2. Objetivos Específicos	15
1.5. Hipótesis	16
1.6. Metodología de Investigación	16
CAPÍTULO 2: FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA	17
2.1. Modulación por Desplazamiento de Frecuencia	17
2.2. Descripción General de la modulación FSK	17
2.3. Demodulación de FSK coherente ortogonal	24
2.2.1. Tasa de error de la demodulación FSK coherente ortogonal ..	26
2.4. Demodulación de FSK no coherente ortogonal	28
2.3.1. Tasa de error de la demodulación FSK coherente ortogonal ..	30
2.5. FSK binaria no ortogonal	34
2.6. Reconstrucción de fase imperfecta	38
CAPÍTULO 3: SIMULACION Y RESULTADOS OBTENIDOS	41
3.1. Modulación por desplazamiento de frecuencia (FSK) con desvanecimientos de Rayleigh y Rician	41
3.1.1. Desvanecimiento de Rayleigh	41
3.1.2. Desvanecimiento de Rician	43

3.1.3. Desempeño de la BER en BFSK con desvanecimiento Rayleigh.....	43
3.1.4. Desempeño de la BER en MFSK con desvanecimiento de Rayleigh.....	47
3.1.5. Desempeño de la BER en BFSK con desvanecimiento de Rician	50
3.1.6. Desempeño de la BER en BFSK con desvanecimiento de Rician y trayectoria múltiple	53
3.2. Modulaciones digitales en desvanecimiento de Rayleigh con codificación de bloque espacio - tiempo (STBC)	56
3.2.1. Codificación de bloque espacio – tiempo para BPSK.....	57
3.2.2. Codificación de bloque espacio – tiempo para 16-QAM.....	61
3.2.3. BER de BPSK en desvanecimiento de Rayleigh con codificación bloque espacio – tiempo.	61
3.2.4. BER de QAM en desvanecimiento de Rayleigh con STBC.	66
CAPÍTULO 4: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	69
4.1. Conclusiones.....	69
4.2. Recomendaciones.....	70
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	72

Índice de Figuras

Capítulo 2

Figura 2. 1: Visión general de las diferentes clasificaciones de las técnicas de modulación y demodulación de FSK.....	18
Figura 2. 2: Modelos de generación de la señal de FSK - Circuito de generación de señales FSK binarias no coherente.....	19
Figura 2. 3: Modelos de generación de la señal de FSK - Circuito de generación de señales FSK binarias coherente.....	20
Figura 2. 4: Contenido de frecuencia de las señales FSK pseudo-aleatorios de 100 bits - FSK no coherente.	21
Figura 2. 5: Contenido de frecuencia de las señales FSK pseudo-aleatorios de 100 bits – FSK con fase continua.	22
Figura 2. 6: Señal FSK limitada en banda – Fase no coherente para el rango de frecuencias 300-3400 Hz usando filtros de fase lineal.	23
Figura 2. 7: Señal FSK limitada en banda – Fase continua para el rango de frecuencias 300-3400 Hz usando filtros de fase lineal.	23
Figura 2. 8: Esquema de demodulación ideal de FSK coherente ortogonal .	26
Figura 2. 9: Principio de demodulación no coherente utilizando correlacionadores	29
Figura 2. 10: Funciones de densidad de probabilidad para las dos variables aleatorias L1 y L2	32
Figura 2. 11: Tasas de error teóricas obtenidas para FSK ortogonal ideal ...	34
Figura 2. 12: Tono de 1300 Hz en una duración de trama de bit de 1/1200 segundos.....	35
Figura 2. 13: Correlación entre el tono 2 con frecuencia f_2 y el tono 1 sobre un período de 1 bit.....	35
Figura 2. 14: Tasas de error para la señalización FSK binaria a 1200 baudios.	37
Figura 2. 15: Tasas de error para FSK coherente ($f_1 = 1300$ Hz, $f_2 = 2100$) cuando se introduce fluctuación de fase (jitter).	39

Capítulo 3

Figura 3. 1: Modelo Simulink para la estimación de la BER en BFSK con desvanecimiento de Rayleigh.	45
Figura 3. 2: Densidad espectral de potencia de BFSK a la salida del canal de Rayleigh.	46
Figura 3. 3: Señal BFSK a la salida del canal de Rayleigh visualizada en el osciloscopio.	47
Figura 3. 4: BER de BFSK en el desvanecimiento de Rayleigh.	47
Figura 3. 5: Modelo Simulink para la estimación de la BER de MFSK con desvanecimiento de Rayleigh	49
Figura 3. 6: Desempeño de la BER en MFSK con desvanecimiento de Rayleigh.	50
Figura 3. 7: Modelo Simulink para la estimación de la BER de BFSK con desvanecimiento Rician.	52
Figura 3. 8: Desempeño de la BER en BFSK con desvanecimiento de Rician.	53
Figura 3. 9: Modelo Simulink para la estimación de la BER de CPFSK con desvanecimientos de Rician y trayectoria múltiple.	55
Figura 3. 10: BER de CPFSK con desvanecimiento de Rician y trayectorias múltiples.	56
Figura 3. 11: Codificación de bloque espacio – tiempo	57
Figura 3. 12: Modelo Simulink para la BER de BPSK en desvanecimiento de Rayleigh con codificación de bloque espacio – tiempo 2×1	62
Figura 3. 13: Canal con desvanecimiento de Rayleigh para dos antenas transmisoras y una antena receptora.....	62
Figura 3. 14: Desempeño de la BER de BPSK en desvanecimiento Rayleigh con codificación de bloque espacio – tiempo 2×1	64
Figura 3. 15: Modelo Simulink para la BER de BPSK en desvanecimiento de Rayleigh con codificación de bloque espacio – tiempo 2×2	64
Figura 3. 16: Canal con desvanecimiento de Rayleigh para dos antenas transmisoras y una antena.....	65
Figura 3. 17: BER de BPSK en desvanecimiento de Rayleigh con codificación de bloque espacio – tiempo 2×2	66

Figura 3. 18: Modelo Simulink para la BER de 16-QAM en desvanecimiento de Rayleigh con codificación de bloque espacio – tiempo 2×2	68
Figura 3. 19: BER para 16 QAM en desvanecimiento de Rayleigh con codificación de bloque espacio – tiempo 2×2	68

Resumen

A través de la búsqueda de investigaciones en revistas internacionales relacionadas con la modulación por desplazamiento de frecuencia (FSK) y con la codificación de bloque espacio tiempo, se pudo constatar que hay un buen número de publicaciones científicas relacionados tanto para la modulación FSK, codificación de bloque y afectaciones mediante diferentes desvanecimientos. También, se encontraron investigaciones afines al tema de titulación en repositorios digitales, ya sean proyectos de titulación y tesis de maestría. En el capítulo 1, se exponen las generalidades del trabajo de titulación, así como el objetivo tanto general como específico; en el capítulo 2, se explica la teoría relacionada al trabajo de titulación y; finalmente, en el capítulo 3, se desarrolló la simulación de un sistema de comunicación digital a través de software Simulink. Este programa, permite modelar un sistema de comunicación digital, específicamente para simular redes de telecomunicaciones, en este caso, el trabajo de titulación realizado es muy utilizado en Comunicaciones Satelitales.

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN

1.1. Antecedentes.

En los sistemas de comunicación inalámbricos modernos como 4G, WiFi, WiMAX, el canal de propagación por trayectos múltiples se modela como un sistema MIMO (múltiples entradas múltiples salidas). Con el fin de combatir los efectos de desvanecimiento por trayectos múltiples y para aumentar la capacidad y fiabilidad del canal inalámbrico, una solución práctica es la diversidad espacial, el uso de múltiples antenas en uno o ambos lados del enlace.

Durante la última década, en las redes de área local inalámbricas y sistemas móviles celulares, la demanda de capacidad ha crecido de manera explosiva. La necesidad de aplicaciones inalámbricas de acceso a Internet y multimedia requiere un aumento en el rendimiento de la información en comparación con las velocidades de datos puestos a disposición por la tecnología de hoy.

El uso de múltiples antenas tanto en los transmisores y receptores en el sistema hace que este aumento de la velocidad de datos sea posible. La tecnología inalámbrica espacio-tiempo conocida como ST (Space-Time) utiliza múltiples antenas junto con las técnicas de señalización del receptor adecuadas y ofrece una herramienta poderosa para mejorar el rendimiento

inalámbrico. En diversas redes inalámbricas y las normas de telefonía móvil celular, ya se han incorporado algunos aspectos de esta tecnología.

Técnicas más avanzadas de MIMO están previstas para futuras redes móviles, la red inalámbrica de área local (LAN) y redes de área extensa (WAN). Adicionalmente, también se utiliza la implementación de códigos STBC en sistemas MIMO.

STBC se utiliza para conseguir el máximo orden de diversidad para el número dado de antenas de transmisión y recepción sujeto a la restricción de tener un simple algoritmo de decodificación lineal. Uno de los medios viables para una mejor decodificación STBC es el uso de herramientas computación flexibles, por ejemplo las redes neuronales artificiales.

1.2. Justificación del Problema.

Es importante evaluar el rendimiento de los dispositivos inalámbricos, considerando las características de transmisión, parámetros de canal inalámbrico y la estructura del dispositivo. El rendimiento de la transmisión de datos a través de canales inalámbricos es capturada mediante la observación de su tasa de error de bits - BER, que es una función de la relación señal ruido (SNR) en el receptor. En los canales inalámbricos con desvanecimientos Rayleigh y Rician, se propusieron varios modelos investigados para calcular la SNR.

En este trabajo, hemos analizado y simulado un sistema de comunicación con diferentes esquemas de modulación FSK y STBC con canales de desvanecimiento Rayleigh y Rician. El rendimiento derivado hace que el enfoque de un medio fiable para el estudio y análisis del diseño de métodos de recepción de sistemas MIMO.

1.3. Definición del Problema.

Necesidad de realizar simulaciones de sistemas de comunicaciones digitales a través de modulación FSK y de codificación de bloque espacio – tiempo y observar el desempeño de la tasa de error de bits mediante afectación de los desvanecimientos tipo Rayleigh y Rician.

1.4. Objetivos del Problema de Investigación.

1.4.1. Objetivo General.

Diseñar escenarios de simulación de un sistema de comunicación digital utilizando la modulación FSK y la codificación de bloque espacio – tiempo introduciendo afectaciones por desvanecimientos tipo Rayleigh y Rician

1.4.2. Objetivos Específicos.

- Fundamentar teóricamente las modulaciones digitales FSK y de la codificación de bloques espacio – tiempo.
- Diseñar los modelos de simulación para un sistema de comunicación digital utilizando la modulación FSK y STBC.

- Evaluar el desempeño del sistema de comunicación a través de escenarios de simulación utilizando la modulación FSK y STBC con afectación de desvanecimientos.

1.5. Hipótesis.

La herramienta de simulación Simulink permitirá evaluar la tasa de error de bits – BER de un sistema de comunicación digital, siendo esta una cifra importante para cuantificar la integridad de los datos, que para el presente trabajo de titulación se utiliza esquemas de modulación FSK y codificación de bloque espacio tiempo (STBC) transmitidos a través de canales de desvanecimientos. También permitirá mejorar el aprendizaje de los estudiantes en relación al modelamiento de sistemas de comunicaciones utilizando Simulink.

1.6. Metodología de Investigación.

El trabajo de titulación presenta una metodología de investigación con enfoque cuantitativo, el método es descriptivo y exploratorio que permite evaluar analíticamente la tasa de error de bits mediante la simulación de esquemas de modulación FSK y codificación STBC a través de la afectación de canales de desvanecimiento Rayleigh y Rician.

CAPÍTULO 2: FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA

El propósito del presente capítulo, es extender esta descripción con un estudio de los aspectos fundamentales de la modulación por desplazamiento de frecuencia (FSK, del inglés *Frequency Shift Modulation*) y de la codificación de bloque espacio. Es decir, que estas son muy utilizadas en sistemas de telecomunicaciones modernos.

2.1. Modulación por Desplazamiento de Frecuencia

Se presenta un breve repaso para los lectores no familiarizados con este tema, lo cual debe permitir comprender las decisiones adoptadas, relacionadas con la elección de los algoritmos y de arquitecturas. Otra importante modulación, es la modulación por desplazamiento de frecuencia binaria no coherente (*Noncoherent Binary Frequency Shift Keying*). Para introducir este tema de una manera natural, se toma inicialmente la modulación por desplazamiento de frecuencia coherente (*Coherent Frequency Shift Keying*) que es fácil de entender. La razón de este punto de partida, es que el procedimiento teórico es similar tanto para describir la modulación FSK coherente como su contraparte no coherente.

2.2. Descripción General de la modulación FSK.

La modulación y demodulación digital es básicamente el proceso por el cual los símbolos digitales se transforman en formas de onda $s_i(t)$ que son compatibles con las características del canal de transmisión. En el caso de la

modulación por desplazamiento de frecuencia los símbolos digitales se convierten en frecuencias distintas para una duración constante. Esta duración se denomina tasa de baudios (*baud rate*) y se define como el número de símbolos digitales por segundo.

La modulación FSK, se puede dividir en diferentes clases de acuerdo al número de símbolos digitales, la relación entre las frecuencias correspondientes y la fase de esas frecuencias se muestran en la figura 2.1.

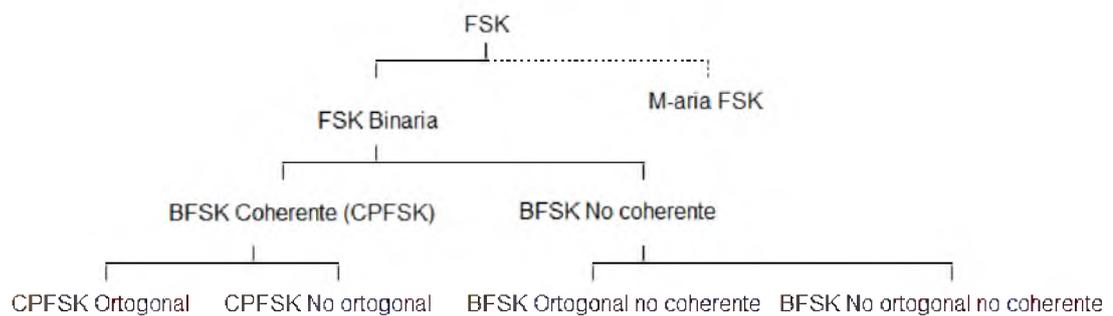


Figura 2. 1: Visión general de las diferentes clasificaciones de las técnicas de modulación y demodulación de FSK.

Fuente: (Garvey, 2013)

En general, FSK puede dividirse en FSK binaria (*Binary FSK*) y FSK múltiple (M-FSK), donde el número de símbolos digitales diferentes es igual a dos en el caso binario. La señalización de M-FSK (número de símbolos digitales > 2), es un tema amplio que no será tratado en este contexto, ya que el propósito de esta sección es describir las técnicas de FSK binaria.

La modulación FSK binaria puede dividirse en FSK coherente y FSK no coherente como se muestra en la figura 2.1. La diferencia entre esas dos formas de señalización, es que en el caso coherente, la fase de los tonos $s_i(t)$

describe cada símbolo que se selecciona basada en la fase del tono que describe al símbolo anterior. De esta manera la fase de la señal transmitida puede permanecer continua, lo cual da el nombre a esta forma de señalización: FSK de fase continua (CPFSK, del inglés *Continuous Phase FSK*).

La continuidad de la fase no necesariamente se mantiene en el caso no coherente, en donde la fase de los tonos que describe dos símbolos digitales sucesivos es independientes entre sí. La selección de la transmisión coherente (véase la figura 2.2) *versus* la no coherente (véase la figura 2.3) puede depender del circuito de generación de la señal de FSK, tal como se ilustra en las figura 2.2 y 2.3. (Observe que la recepción coherente *versus* la no coherente puede también depender de las características del canal de transmisión, esto se verá más adelante).

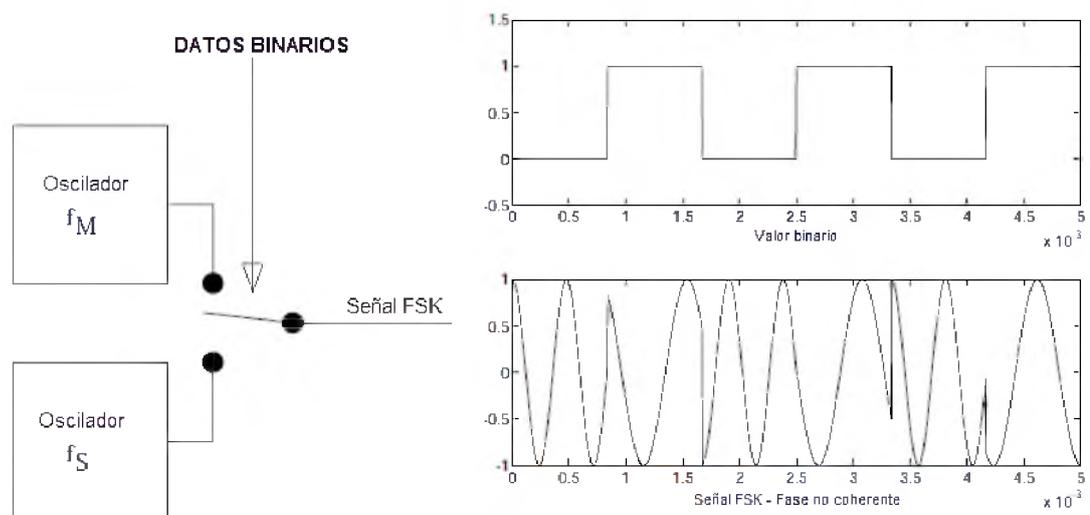


Figura 2. 2: Modelos de generación de la señal de FSK - Circuito de generación de señales FSK binarias no coherente

Fuente: (Garvey, 2013)

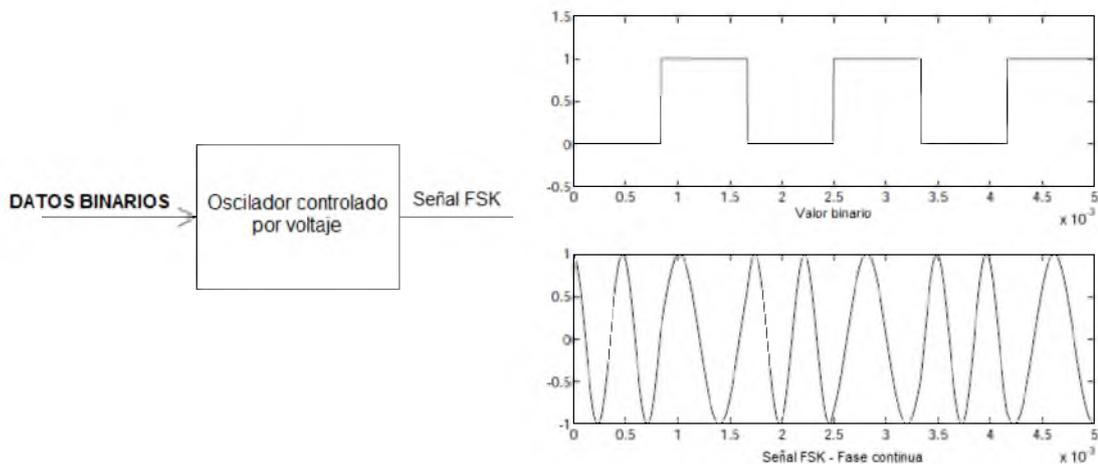


Figura 2. 3: Modelos de generación de la señal de FSK - Circuito de generación de señales FSK binarias coherente
Fuente: (Abdullah & Waheed, 2012)

De la figura 2.2, se puede observar el circuito de generación de señal de FSK binaria no coherente, el mismo que está compuesto por dos osciladores independientes y un circuito de conmutación controlado por la forma de onda digital. Mientras que la figura 2.3, sirve para generar señales FSK binarias coherentes, el mismo que está compuesto por un oscilador controlado por voltaje, manipulado por datos binarios, donde, por ejemplo, el “1” digital corresponde a 5 V y el “0” digital corresponde a 0 V (GND=Ground).

Podemos observar de la figura, señales FSK coherente y no coherente. El circuito de la figura 2.2 genera una señal FSK no coherente. En la señal mostrada a la derecha, se observa que la fase de los tonos que describe cada símbolo digital no depende de la fase del símbolo previo. En el receptor no es posible, por tanto, conocer la fase exacta de la senoide que describe a un nuevo símbolo, y la discriminación entre las dos frecuencias de tonos

correspondientes deberán ignorar la información de fase, reduciendo así el desempeño.

En el circuito de la figura 2.3, la frecuencia de la señal transmitida cambia continuamente su fase evitando así los saltos de fase. En este tipo de señal, la fase de un nuevo símbolo siempre dependerá de la fase del símbolo previo. La discriminación entre las dos frecuencias del tono puede, por tanto, incluir información de fase puesto que un prototipo exacto de las dos formas de onda que describen los símbolos digitales puede construirse en el receptor, basado en la fase del símbolo anterior.

Esta no es la única diferencia entre las dos formas de señalización. En la figura 2.4 el contenido de frecuencia de la señal transmitida es ploteada para un patrón pseudo-aleatorio de 100 bits para una tasa de señalización de 1200 baudios. Las dos frecuencias de tono son iguales a $f_M = 1300$ y $f_S = 2100$ como se indica en el estándar CCITT V.23.

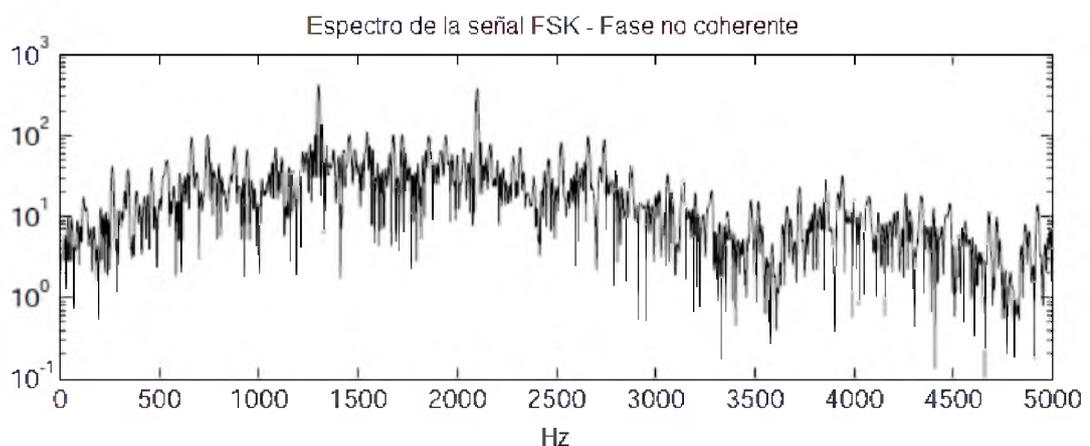


Figura 2. 4: Contenido de frecuencia de las señales FSK pseudo-aleatorios de 100 bits - FSK no coherente.

Fuente: (Abdullah & Waheed, 2012)

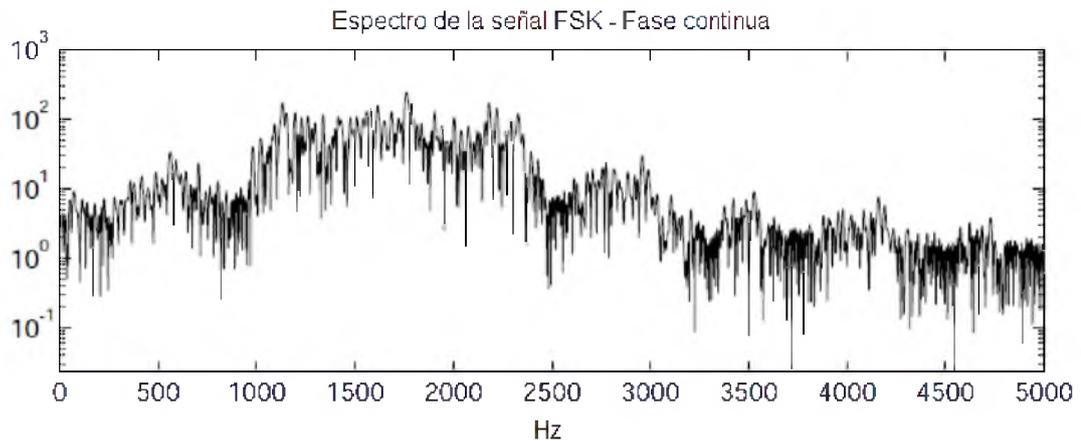


Figura 2. 5: Contenido de frecuencia de las señales FSK pseudo-aleatorias de 100 bits – FSK con fase continua.

Fuente: (Abdullah & Waheed, 2012)

Como se observa en la figura 2.5, las señales CPFSK procesan un ancho de banda de frecuencias más pequeño que la FSK con fase discontinua. Esto es, además, intuitivamente correcto, ya que los "saltos de fases" en la FSK no coherente deben generar un contenido de frecuencia mayor que si la fase cambia suavemente como en la FSK coherente.

Este hecho también se hace evidente cuando las formas de ondas de la señal coherente versus la no coherente pasan, por ejemplo, a través de un canal de transmisión de voz con un ancho de banda de frecuencia típica: 300-3400 Hz. Dicho sistema se modela en las figura 2.6 y 2.7, donde las formas de onda coherentes y no coherentes para patrones de bits alternos 0/1 se filtran a través de un filtro de fase lineal. Es decir, la demora de grupo se mantiene constante y la fase de la señal se mantiene sin distorsión.

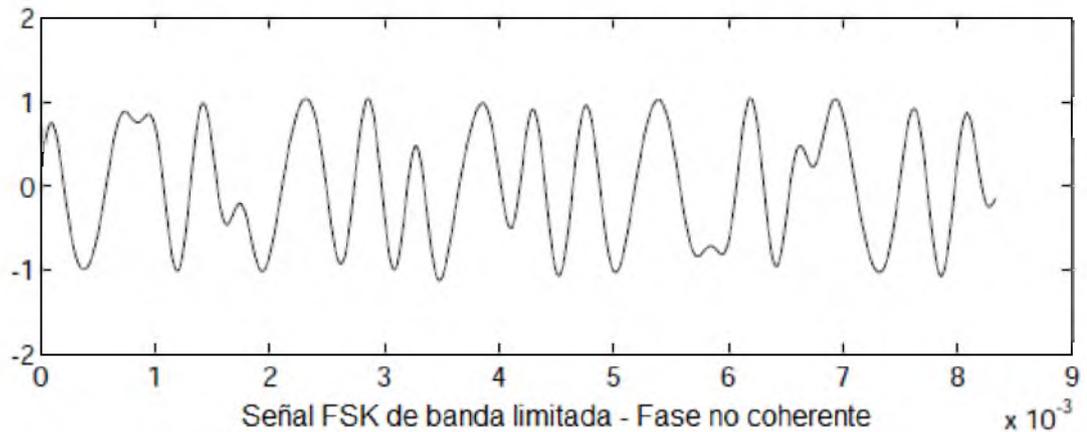


Figura 2. 6: Señal FSK limitada en banda – Fase no coherente para el rango de frecuencias 300-3400 Hz usando filtros de fase lineal.
Fuente: (Abdullah & Waheed, 2012)

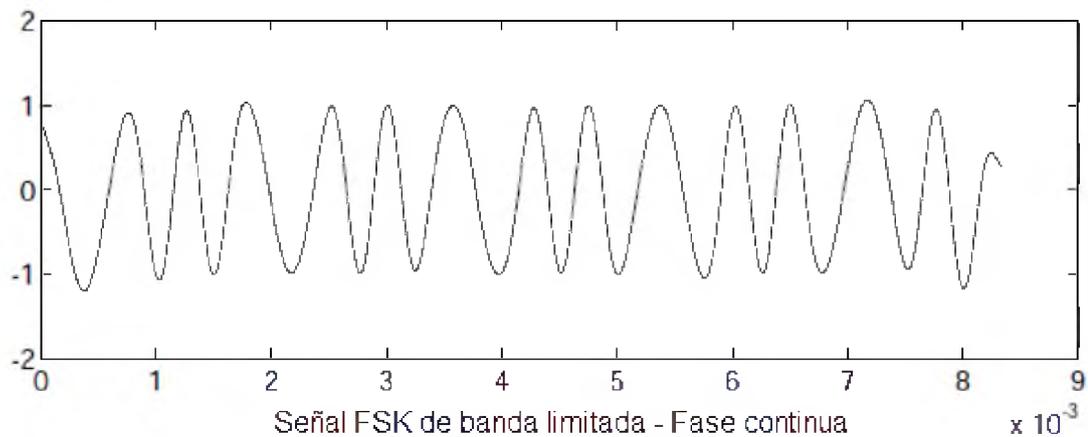


Figura 2. 7: Señal FSK limitada en banda – Fase continua para el rango de frecuencias 300-3400 Hz usando filtros de fase lineal.
Fuente: (Abdullah & Waheed, 2012)

Como se puede observar en la figura 2.7 la señal FSK con fase continua permanece casi sin distorsión cuando pasa a través de un canal pasa-banda en contraposición a la señal FSK con fase no coherente (ver figura 2.6) que se transmite más distorsionada. El efecto es el esperado, los flancos de señal “afilados” se filtran fuera por el efecto limitante de la banda del canal de transmisión, lo que hace que la señal luzca más distorsionada.

Esa es la razón por la cual frecuentemente la continuidad de la fase se mantiene en el medio de transmisión, ya que este tipo de señales transmite la mayor parte sin distorsiones. El precio a pagar por esto es un circuito de generación de señal más complejo ya que el cambio en frecuencia tiene que realizarse con fase continua preservando así la "memoria" en la que tiene que almacenarse el estado anterior. Para la generación de señal no coherente esto no es necesario tal como se ilustran en las figuras 2.2 y 2.3.

En la discusión anterior se han descrito las propiedades de la generación de señales FSK. Sin embargo, cuando también tomamos en consideración el proceso de demodulación se obtiene una imagen más variada. A continuación se determinan las tasas de error teóricas para la señal FSK binaria ortogonal. Las deducciones correspondientes para la señalización FSK no ortogonal se vuelven difíciles de manejar. Por tanto, estas tasas de error son obtenidas por medio de la simulación, que se verán en el capítulo 3.

2.3. Demodulación de FSK coherente ortogonal.

Como fue descrito en la figura 2.1, la señal FSK binaria coherente y no coherente pueden dividirse aún más en los casos ortogonales y no ortogonales. El efecto de esto es más evidente cuando consideramos el desempeño de los diferentes esquemas de modulación en presencia de ruido. La señalización ortogonal se obtiene si el producto interno de las dos formas de onda de la señal $s_1(t)$ y $s_2(t)$, que representan el 0 y 1 digital

respectivamente, es igual a cero sobre un período de bit; es decir, si la integral del producto de las dos formas de onda $s_1(t)$ y $s_2(t)$ es igual a cero:

Ortogonalidad:

$$\int_0^{T_b} s_1(t) \cdot s_2(t) dt = 0$$

Para la señalización ortogonal coherente las formas de onda transmitidas se describen como:

$$s_i(t) \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_i t) & 0 \leq t \leq T_b \\ 0 & \text{en otros lugares} \end{cases}$$

Donde $i = 1,2$ y E_b es la energía de la señal transmitida por bit. La ortogonalidad se garantiza asumiendo que:

$$f_i = (n_c + i) \cdot \frac{1}{T_b}, \text{ para algún entero fijo } n_c \text{ e } i = 1,2$$

Donde la frecuencia f_1 representa el símbolo 1, y la transmisión de la frecuencia f_2 representa el símbolo 0; es decir, las frecuencias son múltiplos enteros de la velocidad de transmisión, lo que significa que un número entero de períodos describe cada símbolo. En la figura 2.8 se muestra el esquema de demodulación ideal, que consiste en correlacionar la señal recibida con dos formas de onda de prototipo y decidir en favor de la que se correlaciona "mejor".

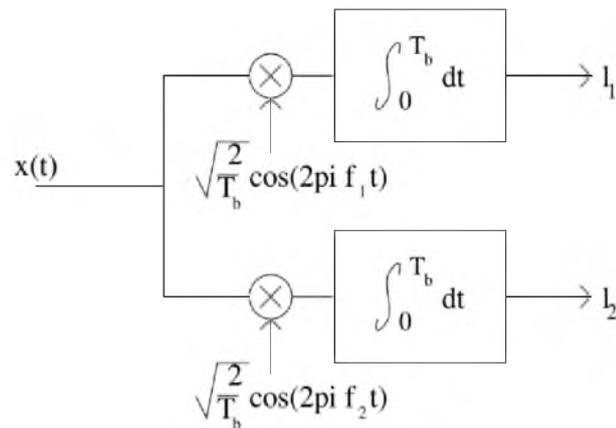


Figura 2. 8: Esquema de demodulación ideal de FSK coherente ortogonal
Fuente: (Fitton, 2015)

Supongamos que se transmite el símbolo 1 o la frecuencia f_1 , luego en el receptor se realizará una correcta decisión si $l_1 > l_2$. Sin embargo, si el ruido es tal que $l_2 > l_1$, el receptor, erróneamente decidirá en favor del símbolo 0.

2.2.1. Tasa de error de la demodulación FSK coherente ortogonal.

Para calcular la probabilidad de error es necesario calcular las funciones de densidad de probabilidad de las variables aleatorias L_1 y L_2 cuyos valores de las muestras se denotan por l_1 y l_2 respectivamente. En el caso de la FSK ortogonal coherente, cuando se transmite la frecuencia f_1 , la señal recibida $x(t)$ tiene la forma:

$$x(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_1 t) + w(t), \quad 0 \leq t \leq T_b$$

Y la salida del correlacionado l_1 y l_2 es igual a:

$$l_1 = \int_0^{T_b} \sqrt{\frac{2}{T_b}} x(t) \cos(2\pi f_1 t) dt, \quad l_2 = \int_0^{T_b} \sqrt{\frac{2}{T_b}} x(t) \cos(2\pi f_2 t) dt$$

Considerando el caso donde se transmitió f_1 y recordando la condición de ortogonalidad esto se evalúa como:

$$l_1 = \sqrt{E_b} + w_1, \quad l_2 = w_2$$

Donde

$$w_i = \int_0^{T_b} w(t) \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_i t) dt, \quad i=1, 2$$

Esto significa que w_i , $i = 1, 2$ son muestras de variables aleatorias gaussianas independientes de media cero y varianza $N_0/2$. Las funciones de densidad de probabilidad condicional son iguales a:

$$f_{L_1|1}(l_1|1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N_0}} \exp\left[-\frac{(l_1 - \sqrt{E_b})^2}{2N_0}\right], \quad f_{L_2|1}(l_2|1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N_0}} \exp\left[-\frac{l_2^2}{2N_0}\right]$$

El receptor comete un error si el valor de la muestra de l_2 supera el valor de la muestra de l_1 cuando fue transmitido el símbolo 1. La probabilidad de este error puede obtenerse integrando $f_{L_2|1}(L_2|1)$ con respecto a l_2 desde l_1 a infinito y promediando entonces sobre todos los valores posibles de l_1 , es decir:

$$P_{el} = P(l_2 > l_1 | 1) = \int_0^{\infty} f_{L_1|1}(l_1|1) \left[\int_{l_1}^{\infty} f_{L_2|1}(l_2|1) dl_2 \right] dl_1$$

Substituyendo la ecuación penúltima en la última, puede evaluarse la igualdad:

$$P_{e1} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}}^{\infty} \exp(-z^2) dz$$

Que se conoce como la función de error complementaria:

$$P_{e1} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} \right)$$

Se puede demostrar por simetría que P_{e0} tiene la misma probabilidad, de este modo, la probabilidad media de error es igual a:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} \right)$$

Esta probabilidad de error puede graficarse frente a la relación E_b/N_0 (véase la figura 2.11 de la sección 2.4.1), pero para una mejor comparación se considera primero el caso de la señal FSK no coherente.

2.4. Demodulación de FSK no coherente ortogonal

La señal de FSK no coherente binaria está definida como la FSK coherente:

$$s_i(t) \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_i t) & 0 \leq t \leq T_b \\ 0 & \text{en otros lugares} \end{cases}$$

Donde la frecuencia f_i es igual a uno de dos posibles valores f_1 y f_2 . La transmisión de la frecuencia f_1 representa el símbolo 1, y la transmisión de la

frecuencia f_2 representa el símbolo 0. La ortogonalidad está garantizada así como para la FSK coherente. Una mirada en la funcionalidad del demodulador FSK no coherente ideal revela esto, ya que consiste de dos caminos, cada uno evalúa la correlación entre la señal recibida y dos ondas sinusoidales prototipos en las frecuencias de tono específicas.

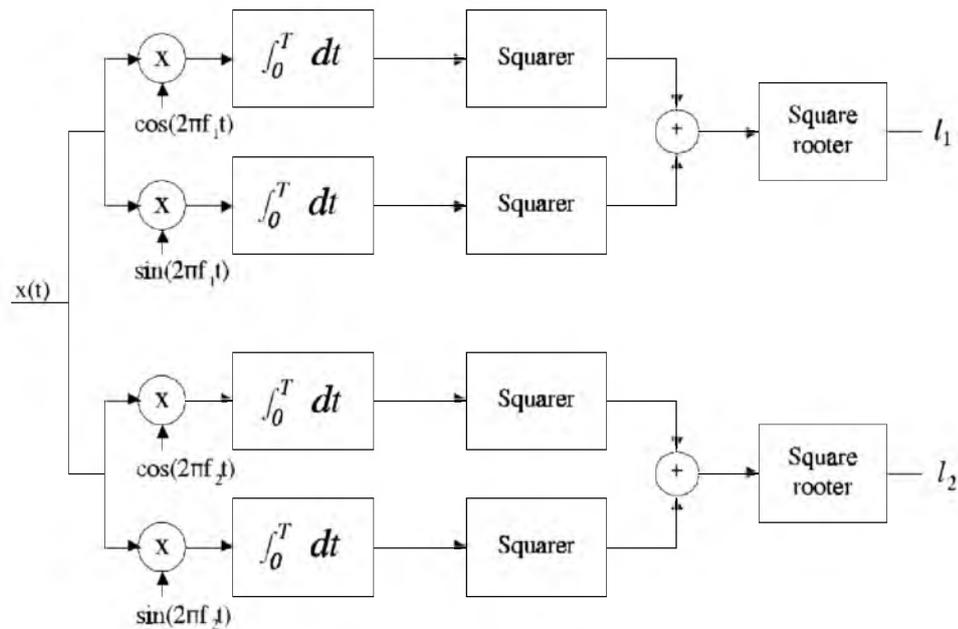


Figura 2. 9: Principio de demodulación no coherente utilizando correlacionadores
Fuente: (Garvey, 2013)

De la figura 2.9, se puede observar que l_1 y l_2 denotan las muestras de envolvente de los canales superior e inferior. Entonces, si $l_1 > l_2$ el receptor decide a favor del símbolo 1, y si $l_2 > l_1$ el receptor decide en favor del símbolo 0. Para describir el problema de la demodulación no coherente, se deduce la tasa de error óptima asumiendo que las frecuencias de tono f_1 y f_2 son múltiplos enteros de la tasa de bits $1/T$.

2.3.1. Tasa de error de la demodulación FSK coherente ortogonal.

Supongamos que se transmite el símbolo 1 o la frecuencia f_1 . Luego en el receptor realizará una correcta decisión, si $l_1 > l_2$. Ahora bien, si el ruido es i tal que $l_2 < l_1$, el receptor erróneamente decidirá en favor del símbolo 0. Para calcular la probabilidad de error, es necesario calcular las funciones de densidad de probabilidad de las variables aleatorias L_1 y L_2 cuyos valores de muestras son denotados por l_1 y l_2 respectivamente.

Cuando se transmite la frecuencia f_1 en el caso de la FSK no coherente no existe sincronismo entre el receptor y el transmisor, y la señal recibida $x(t)$ es de la forma:

$$x(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_1 t + \theta) + w(t), \quad 0 \leq t \leq T_b$$

Utilizando la bien conocida relación trigonométrica se convierte en:

$$x(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos \theta \cos(2\pi f_1 t) - \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \sin \theta \sin(2\pi f_1 t) + w(t), \quad 0 \leq t \leq T_b$$

Las señales $x_{s,i}$ y $x_{c,i}$ para $i=1,2$ se convierten en:

$$x_{c,i} = \int_0^{T_b} \sqrt{\frac{2}{T_b}} x(t) \cos(2\pi f_i t) dt, \quad x_{s,i} = \int_0^{T_b} \sqrt{\frac{2}{T_b}} x(t) \sin(2\pi f_i t) dt, \quad i=1,2$$

Ahora, teniendo en cuenta el caso en que fue transmitida f_1 , recordando la ortogonalidad entre f_1 y f_2 , esto se evalúa para:

$$x_{c,1} = \sqrt{E_b} \cos \theta + w_{c,1}, \quad x_{s,1} = \sqrt{E_b} \sin \theta + w_{s,1}$$

Y el valor de decisión l_1 es igual a:

$$l_1 = \sqrt{x_{c,1}^2 + x_{s,1}^2}$$

En el otro canal $x_{s,i}$ y $x_{c,i}$ se evalúan como:

$$x_{c,2} = w_{c,2}, \quad x_{s,2} = w_{s,2}$$

Donde $w_{c,i}$ y $w_{s,i}$ para $i = 1,2$ están relacionadas al ruido $w(t)$ como se muestra a continuación:

$$w_{c,i} = \int_0^{T_b} w(t) \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_i t) dt, \quad i=1,2$$

Y

$$w_{s,i} = \int_0^{T_b} w(t) \sqrt{\frac{2}{T_b}} \sin(2\pi f_i t) dt, \quad i=1,2$$

Esto significa que $w_{c,i}$ y $w_{s,i}$, $i = 1,2$ son muestras de variables aleatorias gaussianas independientes de media cero y varianza $N_0/2$, dado que las dos ecuaciones relacionadas al ruido $w(t)$ corresponden a la evaluación del espectro de densidad de potencia en los valores f_i , lo cual es igual a $N_0/2$. Consecuentemente l_2 , es el valor de muestra de una variable aleatoria con distribución de Rayleigh L_2 , como se muestra a continuación:

$$f_{(L_2|1)}(l_2|1) = \frac{2l_2}{N_0} \exp\left(-\frac{l_2^2}{N_0}\right), \quad l_2 \geq 0$$

Y l_1 se convierte en un valor de muestra de una variable aleatoria de Rician L_1 la cual tiene la siguiente distribución:

$$f_{L_1|1}(l_1|1) = \frac{2l_1}{N_0} \exp\left(-\frac{l_1^2 + E_b}{N_0}\right) I_0\left(\frac{2l_1\sqrt{E_b}}{N_0}\right), \quad l_1 \geq 0$$

Donde I_0 , es la función de Bessel modificada del 1er tipo de orden cero. Cuando transmite el símbolo 1, el receptor comete un error si el valor de la muestra l_2 supera el valor de la muestra l_1 . Consecuentemente la probabilidad de error se obtiene integrando $f_{L_2|1}(L_2|1)$ con respecto a l_2 de l_1 a infinito y promediando entonces sobre todos los valores posibles de l_1 , es decir:

$$P_{el} = P(l_2 > l_1 | 1) = \int_0^{\infty} f_{L_1|1}(l_1|1) \left[\int_{l_1}^{\infty} f_{L_2|1}(l_2|1) dl_2 \right] dl_1$$

Esto se ilustra en la figura 2.10, donde se grafican las dos funciones de densidad de probabilidad $f_{L_1|1}(l_1|1)$ y $f_{L_2|2}(l_2|2)$.

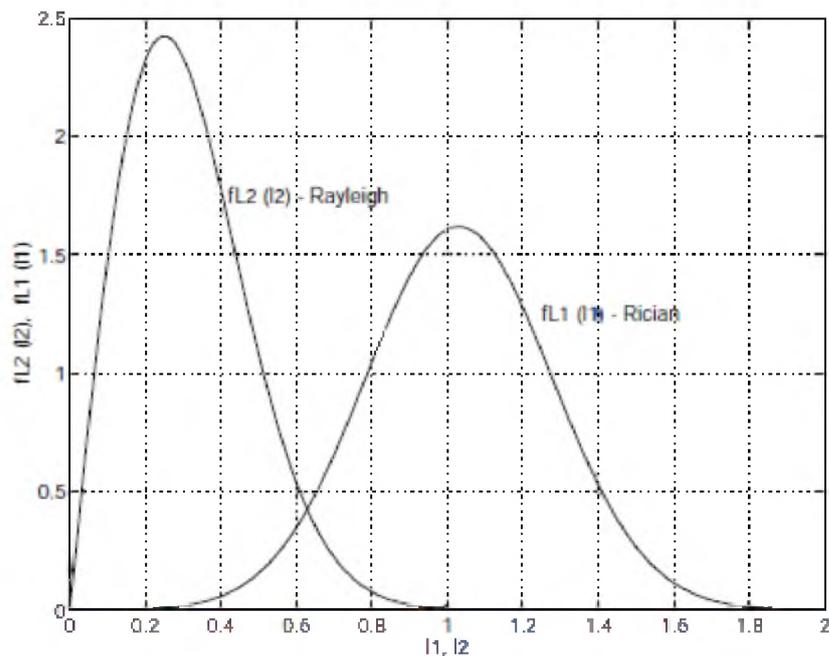


Figura 2. 10: Funciones de densidad de probabilidad para las dos variables aleatorias L1 y L2
Fuente: (Fitton, 2015)

Como se puede observar, para un valor fijo de l_1 , la probabilidad de que $l_2 > l_1$ se halla integrando $f_{l_2|l_1}(l_2|1)$ de l_1 a infinito. Combinando las tres últimas ecuaciones, se obtiene:

$$P_{el} = \int_0^{\infty} \frac{2l_1}{N_0} \exp\left(-\frac{l_1^2 E_b}{N_0}\right) I_0\left(\frac{2l_1 \sqrt{E_b}}{N_0}\right) \left[\int_{l_1}^{\infty} \frac{2l_2}{N_0} \exp\left(-\frac{l_2^2}{N_0}\right) dl_2 \right] dl_1$$

Que puede ser manipulada para obtener la siguiente igualdad:

$$P_{el} = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right)$$

Similarmente cuando se transmite el símbolo 0 o la frecuencia f_2 , la probabilidad que $l_1 > l_2$ (P_{e0}) tiene por simetría el mismo valor que la ecuación anterior. De esta manera, la probabilidad media de error de símbolo para la FSK ortogonal no coherente es igual a:

$$P_e = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right)$$

Esta tasa de error puede graficarse junto con la contraparte coherente, para mostrar la reducción del desempeño omitiendo información sobre la fase en el proceso de decodificación. En la figura 2.11 se muestra esta relación, llamada técnica de señalización en la demodulación FSK ortogonal coherente muestra aproximadamente 1 dB de mejoría de inmunidad de relación señal a ruido para la señalización ortogonal. No obstante, esto es solamente una verdad a medias. Para la modulación FSK no ortogonal que es el caso en CCITT V.23, las tasas de error óptimas son diferentes. Cuando no se mantiene la ortogonalidad en la transmisión la deducción teórica de esas probabilidades

de error se convierte en algo tedioso. Por lo tanto el caso de FSK no ortogonal se trata por medio de la simulación como se muestra a continuación.

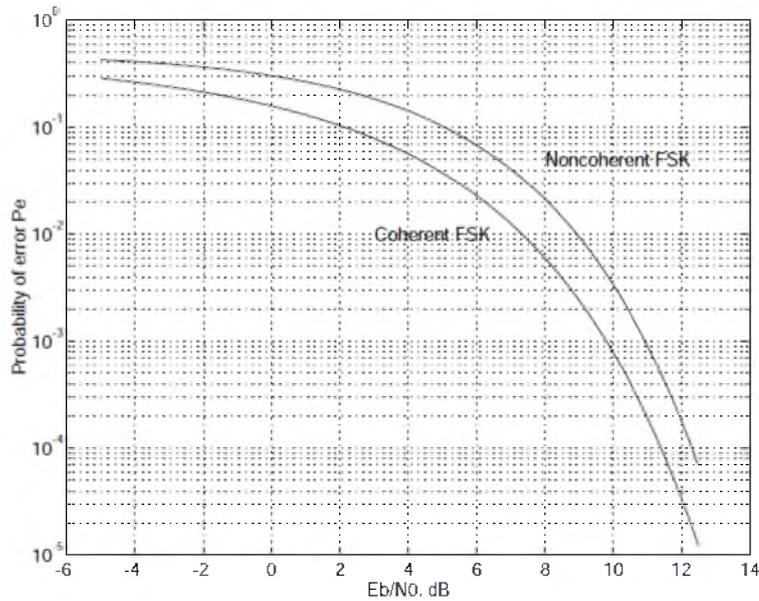


Figura 2. 11: Tasas de error teóricas obtenidas para FSK ortogonal ideal

Fuente: (Fitton, 2015)

2.5. FSK binaria no ortogonal

Se puede realizar un análisis del caso donde $s_1(t)$ y $s_2(t)$ no son ortogonales investigando la correlación actual entre las frecuencias aplicadas. En la figura 2.12 muestra un tono de 1300 Hz que tiene una duración de 1/1200 segundos, correspondiendo a uno de los símbolos en el estándar CCITT V.23. El tono de la figura 2.12, es correlacionado con un tono de símbolo similar donde el coeficiente de correlación resultante se grafica *versus* la segunda frecuencia:

$$corr.(f_2) = \frac{\int_0^{T_b} \cos(2\pi 1300t) \cdot \cos(2\pi f_2 t) dt}{\int_0^{T_b} \cos^2(2\pi 1300t) dt}$$

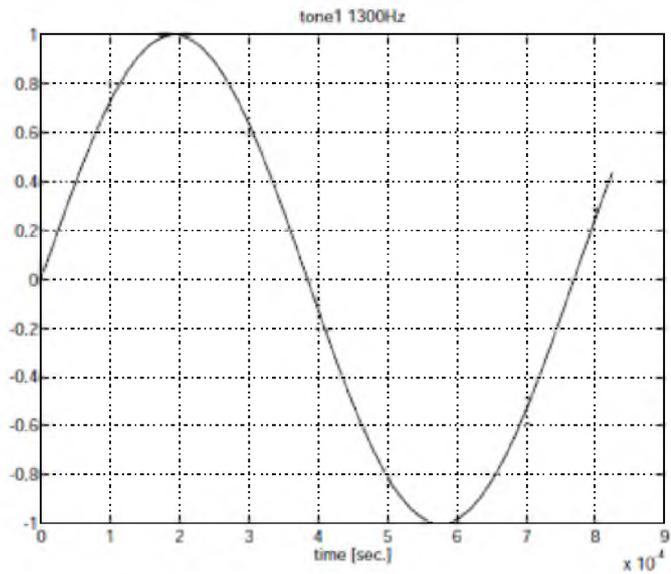


Figura 2. 12: Tono de 1300 Hz en una duración de trama de bit de 1/1200 segundos
 Fuente: (Garvey, 2013)

Es decir, en la figura 2.13 se muestra un gráfico del coeficiente de correlación en función de la frecuencia.

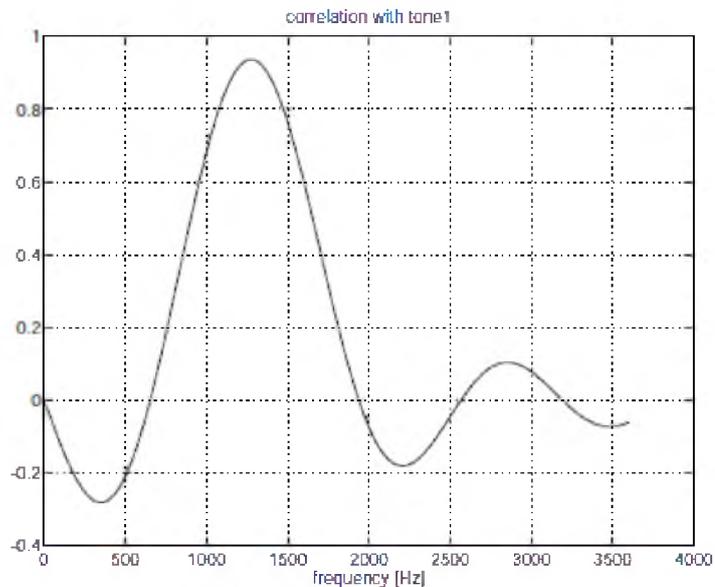


Figura 2. 13: Correlación entre el tono 2 con frecuencia f_2 y el tono 1 sobre un período de 1 bit.

Fuente: (Garvey, 2013)

Como se puede observar en la figura 2.13 la correlación entre el tono "Marca - CCITT" de 1300 Hz y el otro símbolo luce aproximadamente como una función "*sinc*" centrada en 1300 Hz. Puede observarse también que la correlación entre los dos tonos CCITT sobre un período de bit actualmente es negativo. Esto significa que para la señalización coherente la selección de las frecuencias de tono se vuelve mejor que si los tonos fueran ortogonales.

Esto se debe al hecho de que la correlación entre los tonos ortogonales se evalúa para cero como parte de la definición. Por lo que se puede concluir que los tonos CCITT de 1300 y 2100 Hz proporcionarán un mejor rendimiento que si los tonos fueran elegidos ortogonales, por ejemplo, 1200 Hz y 2400 Hz. Pero también se observa que esta conclusión sólo se mantiene para la señalización coherente, como se muestra en el gráfico de la figura 2.13 que corresponde a las fases ambas igualadas a cero, es decir, iguales.

La correlación no incluye el signo en el caso no coherente, sino sólo las magnitudes de las correlaciones son comparadas para discriminación. De este modo resulta evidente que el desempeño de la señalización no coherente usando 1300 y 2100 Hz como las frecuencias de los tonos es menor que para los tonos de símbolos ortogonales.

En base a esta información, se implementó un modelo de simulación utilizando tanto el esquema de demodulación coherente como el no coherente mostrados en las figuras 2.8 y 2.9, respectivamente. En esta simulación los

esquemas de demodulación coherente y no coherente se combinan con la señalización ortogonal y con la no ortogonal. Las frecuencias usadas son 1200/2400 Hz para el caso ortogonal y 1300/2100 Hz para el caso no ortogonal. En la figura 2.14 se muestra la gráfica de la tasa de error *versus* la relación señal a ruido con el objetivo de evaluar el desempeño de las respectivas formas de señalización combinadas con los esquemas de demodulación.

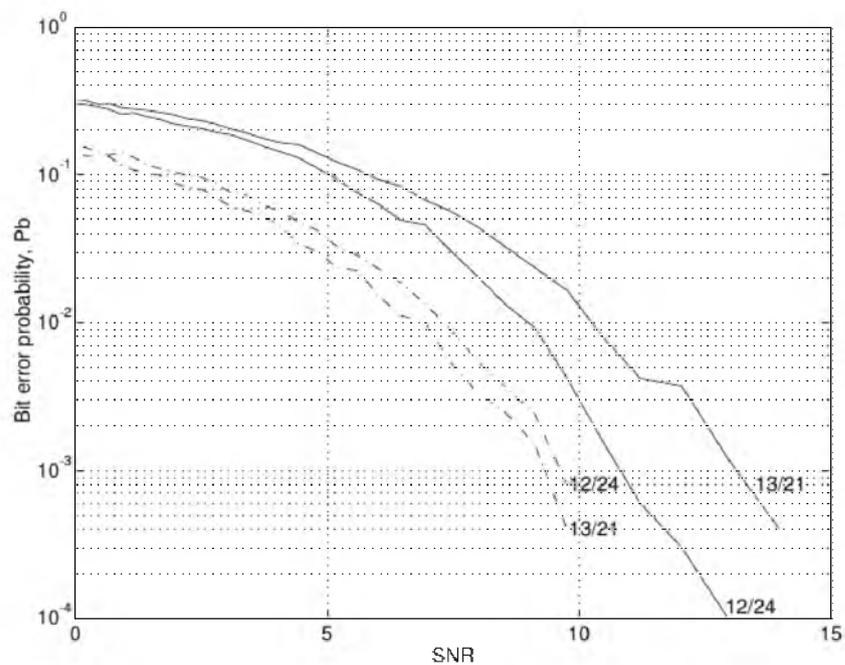


Figura 2. 14: Tasas de error para la señalización FSK binaria a 1200 baudios.
Fuente: (Garvey, 2013)

De la figura 2.14, las líneas sólidas representan a FSK no coherente, las líneas discontinuas representan a FSK coherente. Es decir, que 13/21 representa a 1300Hz y 2100Hz para FSK no coherente y coherente respectivamente, y 12/24 representa a 1200Hz y 2400Hz ($SNR=E_b/N_0$) para FSK no coherente y coherente.

Como se puede observar en la figura 2.13, los casos de señalización ortogonales actúan como se esperaba en la figura 2.11, pero lo que es más interesante es el desempeño de la señalización no ortogonal. Se puede apreciar que la técnica de demodulación coherente supera las otras ya que incluye información sobre la fase de los dos símbolos. Esto conlleva, como se mencionó antes, a una discriminación mejor aún respecto a las señales ortogonales debido al coeficiente de correlación negativo.

El desempeño de la demodulación no coherente en señales no ortogonales, como se puede apreciar, es inferior que para señales ortogonales. No obstante, para tener una visión más cercana de la técnica de demodulación coherente, se debe considerar el impacto de la reconstrucción de fase imperfecta.

2.6. Reconstrucción de fase imperfecta

Para evaluar el impacto que tiene la reconstrucción de fase imperfecta en el desempeño de la demodulación FSK coherente se realizó una simulación similar a la mostrada en la figura 2.14. La diferencia es que, donde la demodulación coherente (ver figura 2.14) asume un conocimiento perfecto de la fase inicial de la señal, la fase inicial del símbolo recibido se varía aleatoriamente dentro de ciertos límites como se muestra a continuación:

$$s_i(t) \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_i t) & 0 \leq t \leq T_b \\ 0 & \text{en otros lugares} \end{cases}$$

Donde θ es un valor de la muestra de una distribución uniforme limitada para el intervalo $-K < \theta < K$. En la figura 2.15 se muestra la tasa de error obtenida cuando la fase no se puede reconstruir perfectamente, es decir, las curvas de la tasa de error son graficadas para los valores de $K = 0.1\pi$ a $K = 0.5\pi$ en pasos de 0.1π .

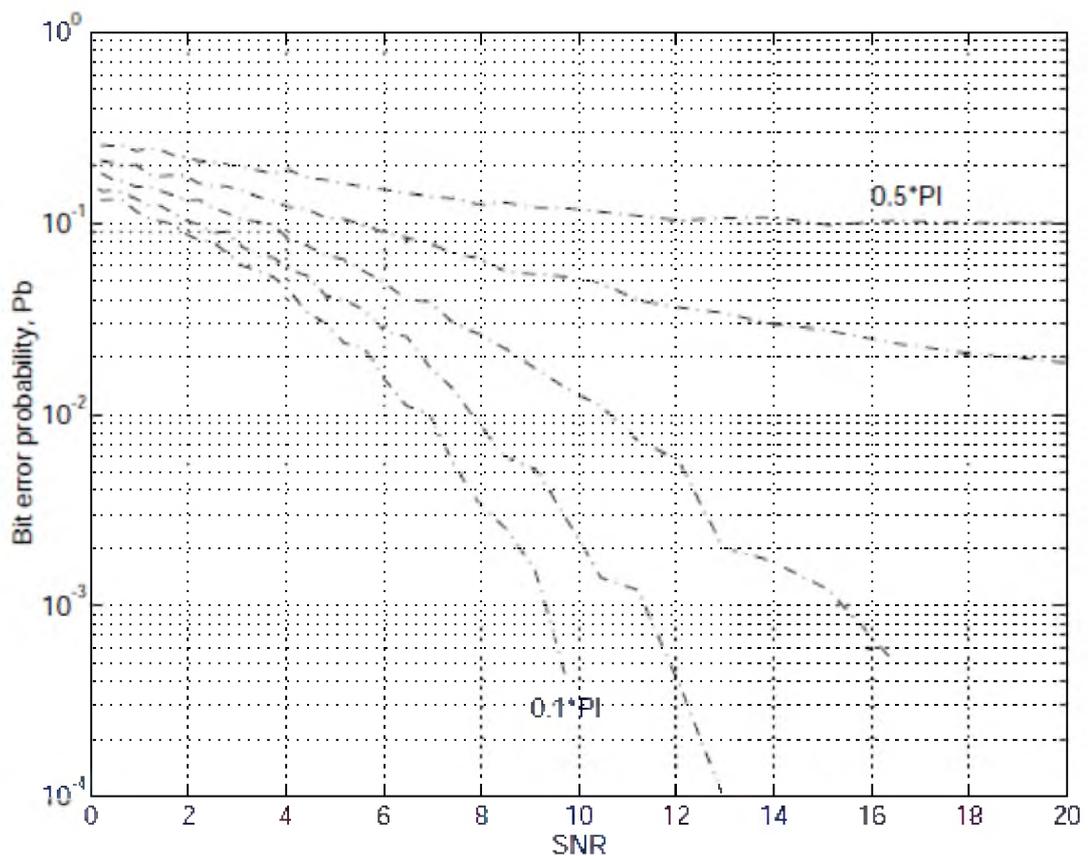


Figura 2. 15: Tasas de error para FSK coherente ($f_1 = 1300$ Hz, $f_2 = 2100$) cuando se introduce fluctuación de fase (jitter).

Fuente: (Garvey, 2013)

Las curvas ploteadas en la figura 2.15 muestran el desempeño cuando la fase inicial se distribuye uniformemente alrededor de la fase inicial correcta. El intervalo de distribución varía desde $\pm 0.1\pi$ (curva inferior) hasta $\pm 0.5\pi$ (curva superior). También se puede apreciar que las pequeñas derivaciones

de fase de la reconstrucción de fase perfecta solo tienen un pequeño impacto en la tasa de bits erróneos de la demodulación coherente. Pero las derivaciones más grandes indican que la tasa de error se incrementa de forma significativa cuando la fase inicial del símbolo recibido se vuelve más y más desconocida.

CAPÍTULO 3: SIMULACION Y RESULTADOS OBTENIDOS

Para el presente capítulo se realizan varias simulaciones de modulación FSK y codificación de bloque espacio tiempo en canales con desvanecimientos sobre Simulink.

3.1. Modulación por desplazamiento de frecuencia (FSK) con desvanecimientos de Rayleigh y Rician.

En esta sección se realizan los modelos de simulación para ver el rendimiento o desempeño de la modulación FSK con canales de desvanecimiento. A continuación, se detallan los modelos a simular, que son:

- Desempeño de la tasa de error de bits en la modulación BFSK con desvanecimiento de Rayleigh
- Desempeño de la tasa de error de bits en la modulación MFSK con desvanecimiento de Rayleigh
- Desempeño de la tasa de error de bits en la modulación BFSK con desvanecimiento de Rician
- Desempeño de la tasa de error de bits en CPFSK con desvanecimiento de Rician con trayectoria múltiple.

3.1.1. Desvanecimiento de Rayleigh.

La probabilidad de error, P_2 , de FSK binaria con señales ortogonales en AWGN se obtiene asumiendo una detección no coherente; P_2 se expresa aquí como:

$$P_2 = \frac{1}{2} e^{-\frac{\gamma_b}{2}}$$

Donde $\gamma_b = \alpha^2 \frac{E_b}{N_0}$ es la presencia de la frecuencia de desvanecimiento lento no selectivo, el parámetro α es una variable aleatoria con distribución de Rayleigh debido a la recepción de trayectorias múltiples reflectantes sin componente dominante. El parámetro α^2 es, entonces, chi-cuadrado con dos grados de libertad. Por lo tanto, la función de densidad de probabilidad (PDF, del inglés *Probability Density Function*) de γ_b es:

$$p(\gamma_b) = \frac{1}{\bar{\gamma}_b} e^{-\frac{\gamma_b}{\bar{\gamma}_b}}$$

$$\text{Donde } \bar{\gamma}_b = \frac{E_b}{N_0} E(\alpha^2).$$

La probabilidad de error en BFSK con desvanecimiento de Rayleigh y detección no coherente se halla promediando $P_2 = \frac{1}{2} e^{-\frac{\gamma_b}{2}}$ sobre la función de densidad de probabilidad de γ_b , resultando en:

$$P_b = \frac{1}{2 + \bar{\gamma}_b}$$

Se conoce que la probabilidad de error de MFSK con desvanecimiento de Rayleigh y detección no coherente está dada por:

$$P_b = \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} \sum_{i=1}^{M-1} \frac{1 - 1^{i-1} \binom{M-1}{i}}{1 + i + i\bar{\gamma}_c}$$

Donde

$$\bar{\gamma}_b = \frac{\bar{\gamma}_c}{k} = \frac{\bar{\gamma}_b}{\log_2 M}$$

3.1.2. Desvanecimiento de Rician.

Para el desvanecimiento de Rician se conoce que α^2 es chi-cuadrado no central con dos grados de libertad. En el desvanecimiento de Rician, la función de densidad de probabilidad de γ_b se obtiene como:

$$p(\gamma_b) = \frac{1+K}{\bar{\gamma}_b} e^{-\frac{\gamma_b(1+K)+K\bar{\gamma}_b}{\bar{\gamma}_b}} I_0 \left(\sqrt{\frac{4(1+K)K\gamma_b}{\bar{\gamma}_b}} \right), \gamma_b \geq 0$$

Donde K es el factor de Rice.

La probabilidad de error en BFSK con desvanecimiento de Rician y detección no coherente, obtenida promediando a P_2 sobre la función de densidad de probabilidad de γ_b , se expresa, entonces, como:

$$P_b = \frac{1+K}{2+2K+\bar{\gamma}_b} e^{-\left(\frac{K\bar{\gamma}_b}{2+2K+\bar{\gamma}_b}\right)}$$

3.1.3. Desempeño de la BER en BFSK con desvanecimiento Rayleigh

En esta sección se analiza el desempeño de la BER en BFSK con desvanecimiento de Rayleigh. En la sección 2.7.1 se proporciona una breve revisión del desempeño teórico de BFSK en canales con desvanecimiento de Rayleigh. La probabilidad de error para BFSK con desvanecimiento de Rayleigh, asumiendo una detección no coherente, está dada por:

$$P_b = \frac{1}{2 + \gamma_b}$$

Donde γ_b es el promedio de relación señal a ruido (SNR)/bit. La naturaleza variable en el tiempo del canal se caracteriza nuevamente por su densidad espectral de potencia $S(f)$ de acuerdo al modelo de desvanecimiento de Jakes. La figura 3.1 muestra el diseño en Simulink para estimar el rendimiento de la tasa de error de bits de la modulación BFSK con detección no coherente y desvanecimiento de Rayleigh. A continuación, se muestran los parámetros para el modelo de la figura 3.1:

- Señales ortogonales binarias, 1 bit/símbolo
- Basada en trama con 1 muestra/trama
- Período de símbolo = 0.2 s
 - 1000 muestras/símbolo
 - Tonos FSK = ± 50 Hz con una separación de 100 Hz
 - Tiempo de simulación = 1500 s
 - Modelo de desvanecimiento con desplazamiento Doppler = 0.5 Hz
- Potencia de la señal de entrada = 1 W
- Relación señal a ruido (SNR) promedio = 10 dB =>
 - BER simulada = 0.085
 - BER teórica = 0.083

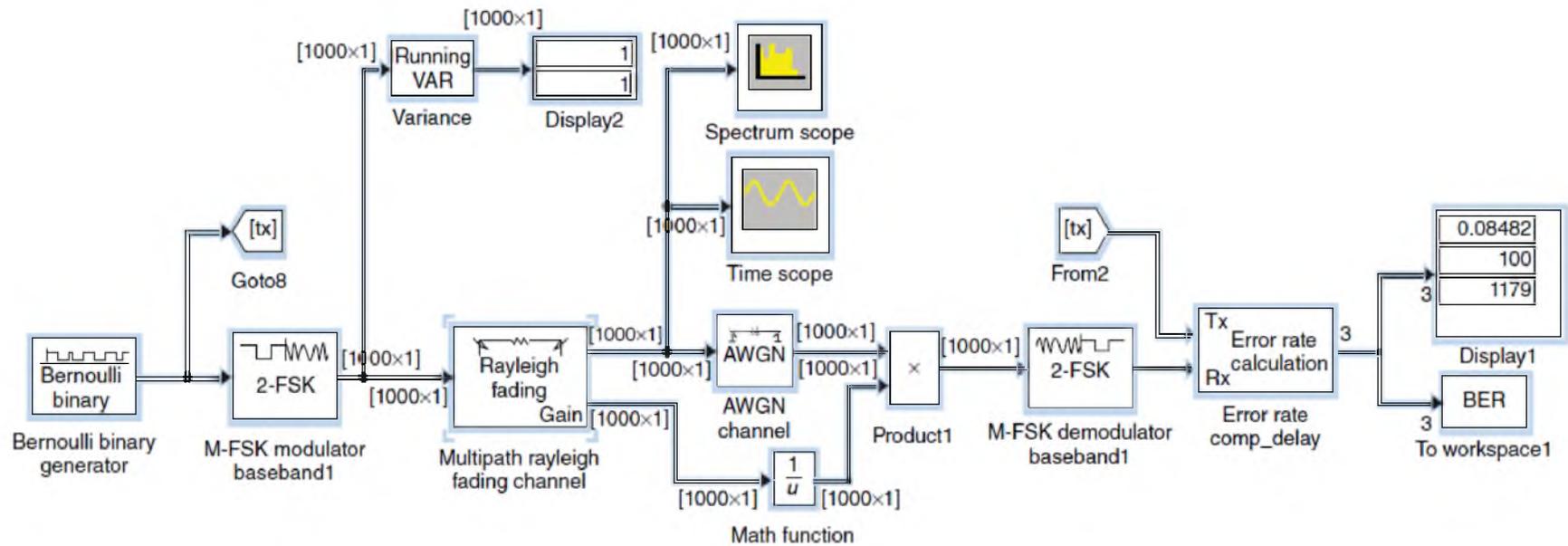


Figura 3. 1: Modelo Simulink para la estimación de la BER en BFSK con desvanecimiento de Rayleigh.
Elaborado por: Autor

En la figura 3.2 se muestra la densidad espectral de potencia de BFSK a la salida de un canal de Rayleigh, donde los tonos aparecen en ± 50 Hz. Este gráfico se obtuvo a partir de un analizador de espectro con la siguiente configuración: 7.5 Hz de ancho de banda de resolución (RBW, del inglés Resolution Band Width), 100 promedios con 1000 puntos FFT y una ventana de Hann sin solapamiento.

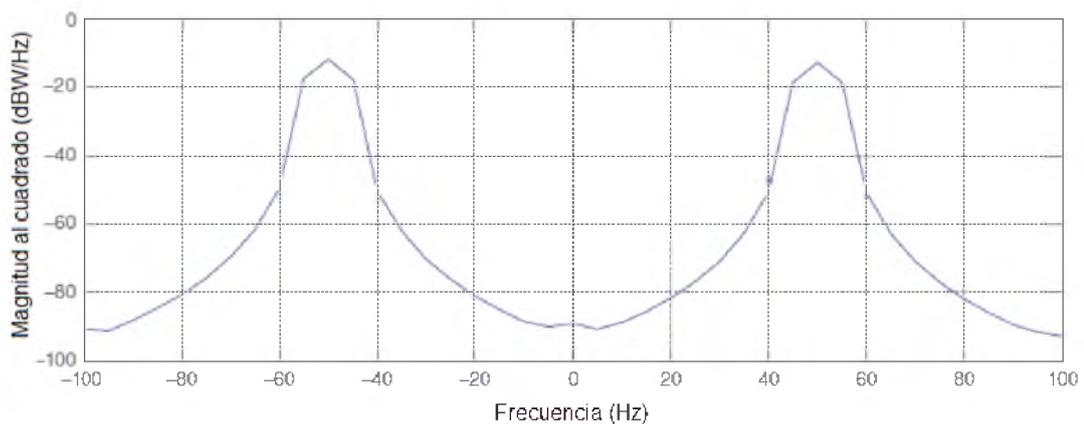


Figura 3. 2: Densidad espectral de potencia de BFSK a la salida del canal de Rayleigh.

Elaborado por: Autor

En la figura 3.3 se muestran 10 s de la salida del canal de Rayleigh donde se puede ver claramente el desvanecimiento de la señal. En la Figura 3.4 se muestra el desempeño de la BER en BFSK con detección no coherente y desvanecimiento de Rayleigh, que fue obtenido mediante la simulación. También se puede observar una adecuada coincidencia entre los desempeños tanto teórico y simulado de la BER. Como referencia, se muestra la BER teórica de BFSK en AWGN donde vemos una pérdida significativa debido al desvanecimiento.

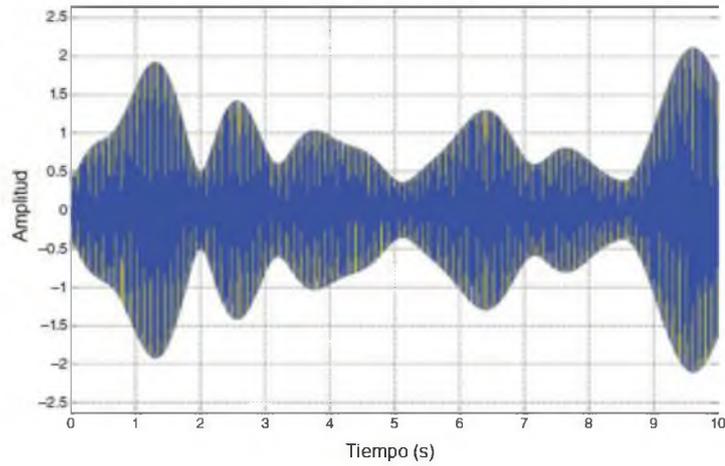


Figura 3. 3: Señal BFSK a la salida del canal de Rayleigh visualizada en el osciloscopio.
Elaborado por: Autor

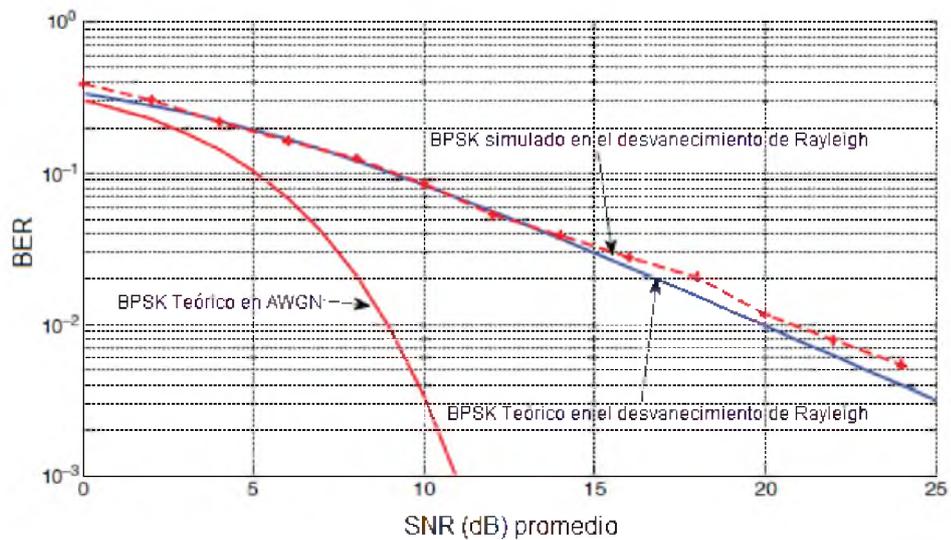


Figura 3. 4: BER de BFSK en el desvanecimiento de Rayleigh.
Elaborado por: Autor

3.1.4. Rendimiento de la BER en MFSK con desvanecimiento de Rayleigh.

A continuación se presenta el desempeño de la BER en MFSK con desvanecimiento de Rayleigh. En la sección 3.1.1 se muestra un resumen del resultado teórico de la probabilidad de error P_b . Para $M= 2^k$, y se presenta como:

$$P_b = \frac{2^k - 1}{2^k - 1} \sum_{i=1}^{M-1} \frac{-1^{i-1} \binom{M-1}{i}}{1 + i + i\bar{\gamma}_c}$$

Donde

$$\bar{\gamma}_c = k\gamma_b$$

En la figura 3.5 se muestra el modelo Simulink utilizado para calcular el desempeño de la BER en 32-FSK con desvanecimiento de Rayleigh y detección no coherente. En el modelo Simulink $k = \log_2 32 = 5$, la ganancia $k = 16/31$, y $\gamma_b = 10 \text{ dB}$. A continuación se proporciona un resumen de los parámetros del modelo para MFSK con desvanecimiento de Rayleigh.

- $M = 32$ señales ortogonales, 1 bit/símbolo, $k = 5$
- Basado en trama con 1 muestra/trama
- Período de símbolo = 0.2 s
- 1000 muestras/símbolo
- Separación de frecuencia 100 Hz
- Tiempo de simulación = 1500 s
- Preselección binaria aleatorio = 32
- Modelo de desvanecimiento con desplazamiento Doppler = 0.5 Hz
- Potencia de la señal de entrada = 1 W
- $\frac{E_s}{N_0} = 10 + 10 \log 5$
- Relación señal a ruido (SNR) promedio = 10 dB =>
 - BER simulada = 0.037 (parada después de 100 errores)

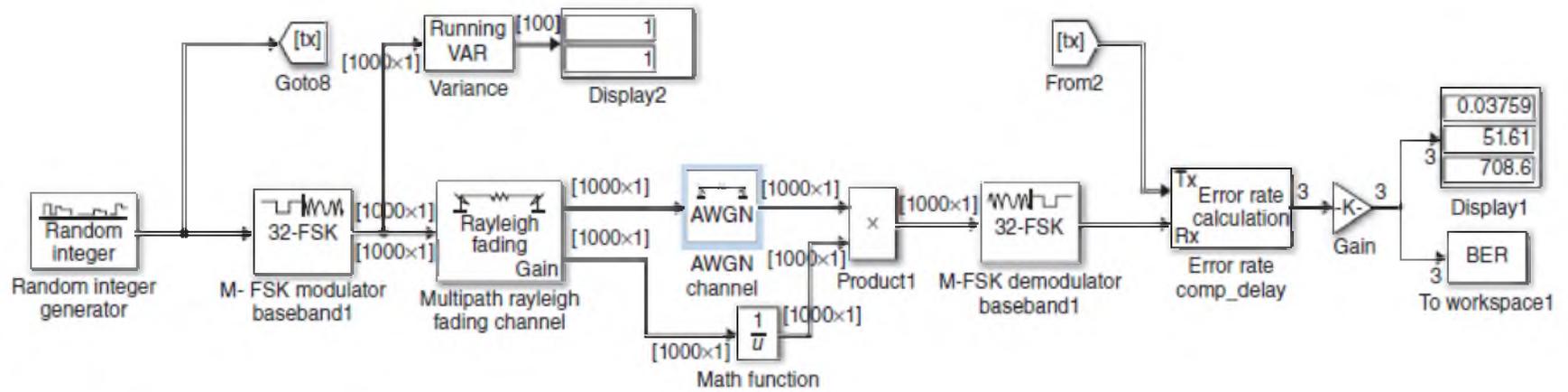


Figura 3. 5: Modelo Simulink para la estimación de la BER de MFSK con desvanecimiento de Rayleigh

Elaborado por: Autor

La ejecución del modelo Simulink que se muestra en la figura 3.5 da como resultado un desempeño de la BER en MFSK con desvanecimiento de Rayleigh y detección no coherente, tal como se ilustra en la figura 3.6. Se puede observar el gráfico del desempeño de la BER para $M = 2, 4, \text{ y } 32$. Las líneas sólidas representan el desempeño teórico y los marcadores indican el desempeño simulado.

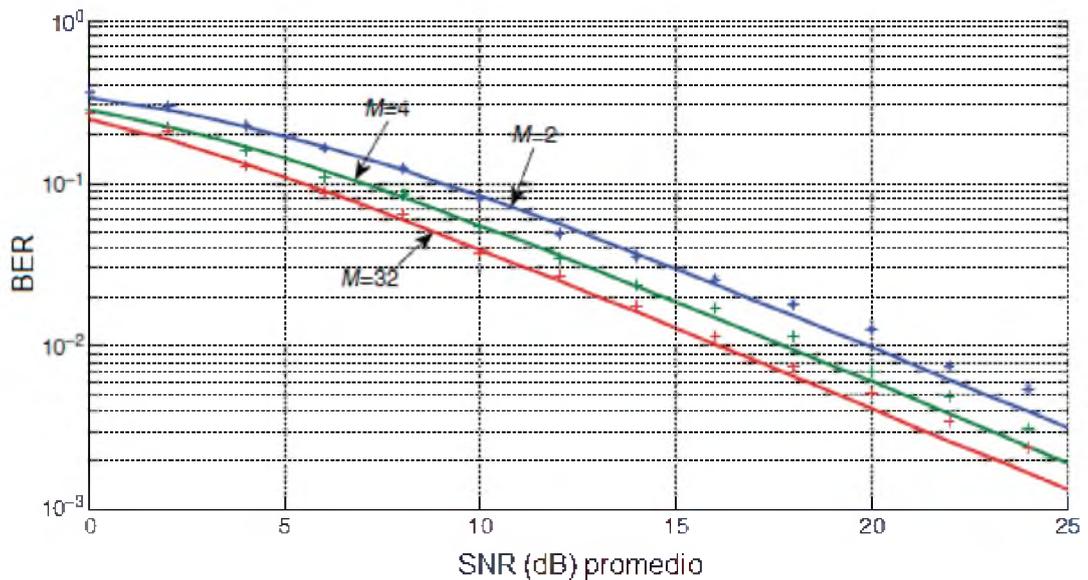


Figura 3. 6: Desempeño de la BER en MFSK con desvanecimiento de Rayleigh.
Elaborado por: Autor

3.1.5. Rendimiento de la BER en BFSK con desvanecimiento de Rician

En la sección 3.1.2 se analizó el desempeño de la BER teórica de BFSK con desvanecimiento de Rician y detección no coherente; donde la probabilidad de error P_b , se expresa como:

$$P_b = \frac{1 + k}{2 + 2k + \bar{\gamma}_b} e^{-\left(\frac{k\bar{\gamma}_b}{2+2k+\bar{\gamma}_b}\right)}$$

En la figura 3.7 se muestra la simulación diseñada en Simulink para calcular la BER de BFSK con desvanecimiento de Rician. Posteriormente, se deben configurar los siguientes parámetros del modelo de simulación de BFSK.

- Señales ortogonales binarias, 1 bit/símbolo
- Basado en trama con 1 muestra/trama
- Período de símbolo = 0.2 s
- 1000 muestras/símbolo
- Tonos FSK = ± 50 Hz con una separación de 100 Hz
- Tiempo de simulación = 1500 s
- Preselección binaria de Bernoulli = 61
- Modelo con desvanecimiento con $K = 3$
- Máximo desplazamiento difuso de Doppler = 0.5 Hz
- Sin trayectoria múltiple
- Potencia de la señal de entrada = 1W
- Relación señal a ruido (SNR) promedio = 10 dB =>
 - BER simulada = 0.04
 - BER teórica = 0.042

En la figura 3.8 se muestra una comparación del desempeño de la BER teórica y simulada en BFSK con desvanecimiento de Rician y detección no coherente.

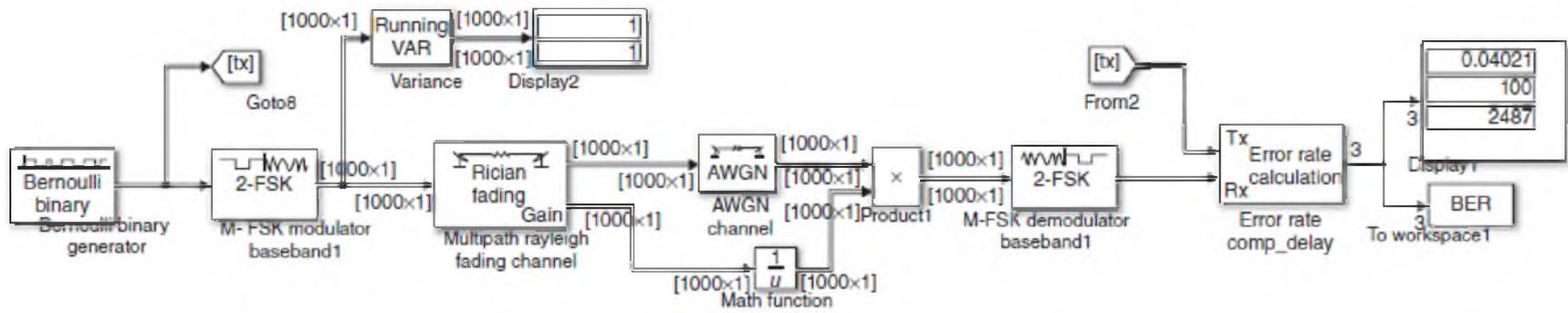


Figura 3. 7: Modelo Simulink para la estimación de la BER de BFSK con desvanecimiento Rician.
Elaborado por: Autor

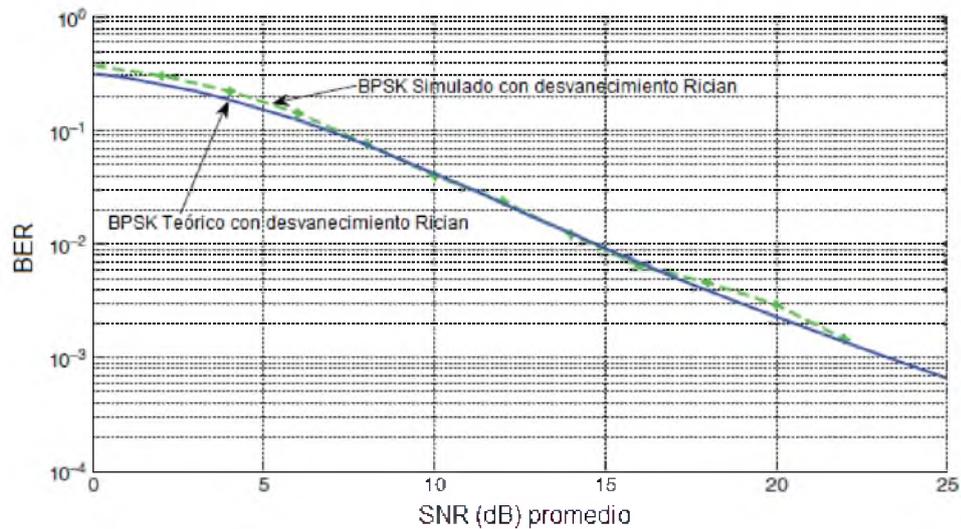


Figura 3. 8: Desempeño de la BER en BFSK con desvanecimiento de Rician.
Elaborado por: Autor

3.1.6. Desempeño de la BER en BFSK con desvanecimiento de Rician y trayectoria múltiple

En la figura 3.9 se muestra el diseño de la simulación en Simulink para calcular el desempeño de la BER con un desvanecimiento de Rician donde se incluyen los parámetros de trayectoria múltiple. La modulación utilizada es CPFSK con un índice de modulación $h = 0.75$ y una detección coherente. El modelo que se muestra en la figura 3.9 se ha considerado el bloque de la función matemática (*math function*) $1/u$ que sirve como un controlador de ganancia automática (AGC, del inglés *Automatic Gain Control*) seleccionando la primera componente que llega para seguir la variación de la señal.

Esta implementación permite investigar los efectos asociados a las variaciones en la segunda ganancia de la trayectoria promedio X . A continuación se presentan los parámetros del modelo:

- Detección binaria CPFSK, $h = 0.75$
- Basado en muestra con tiempo de muestreo = 1 s
- Período de símbolo = 1 s
- 1 muestra/símbolo
- 1 bit/símbolo
- Tiempo de simulación = 15,000 s
- Semilla entera aleatoria = 37
- Modelo con desvanecimiento de Jakes con $K = 3$
- Máximo desplazamiento difuso de Doppler = 0.1 Hz
- Vector de demora de camino = [0 2] s
- Profundidad de rastreo = 16
- Vector de ganancia de camino promedio = [0 -100] dB
- Potencia de la señal de entrada = 1 W
- Relación señal a ruido (SNR) promedio = 20 dB =>
 - BER simulada = 0.0017

En la figura 3.10 se muestra, usando la herramienta *bertool*, los resultados de la BER en CPFSK para canales con desvanecimiento de Rician y trayectoria múltiple *versus* X en dB. Para la comparación con los resultados de la simulación, se presenta la BER teórica para FSK detectada de forma coherente con desvanecimiento de Rayleigh y desvanecimiento de Rician con $K = 1$. Todas las simulaciones corresponden a CPFSK detectada de forma coherente. Las simulaciones con $X = -100$ dB representan casos sin trayectorias múltiples.

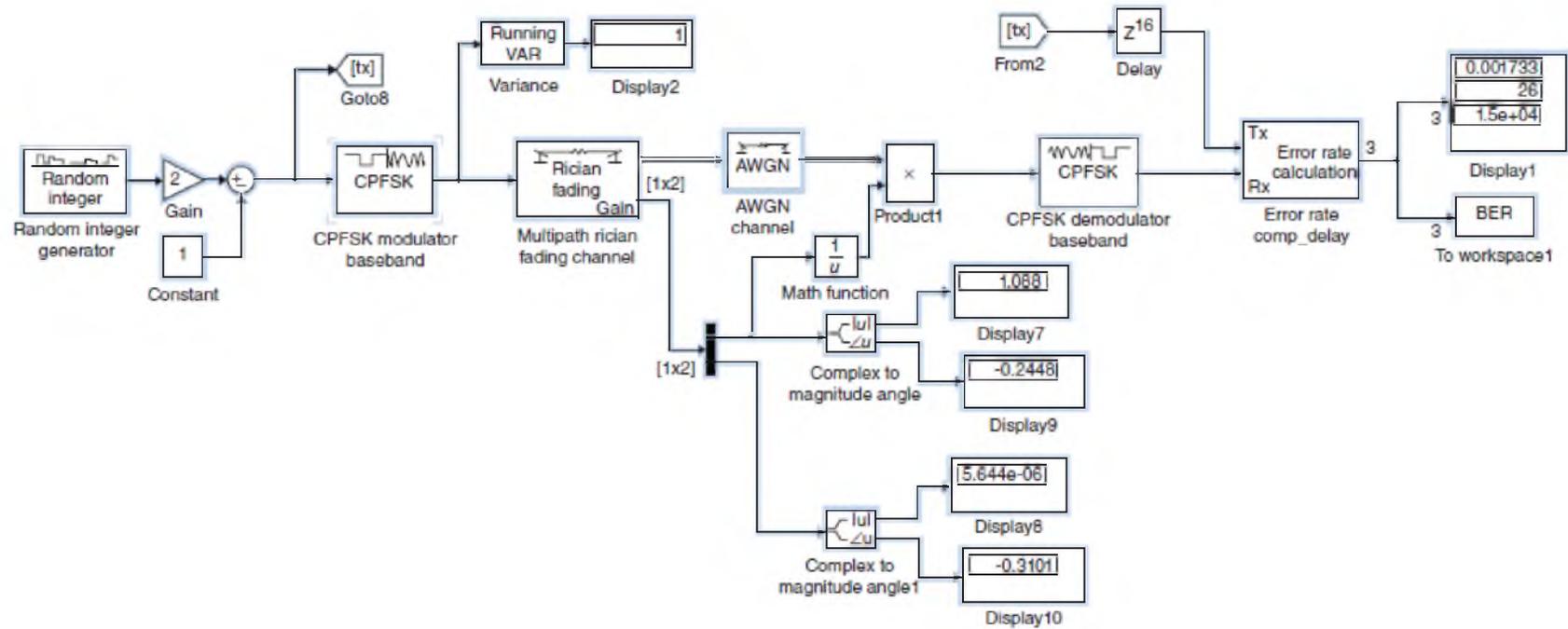


Figura 3. 9: Modelo Simulink para la estimación de la BER de CPFSK con desvanecimientos de Rician y trayectoria múltiple.
Elaborado por: Autor

Es evidente que, incluso con una trayectoria múltiple relativamente débil, el desempeño de la BER se degrada fuertemente.

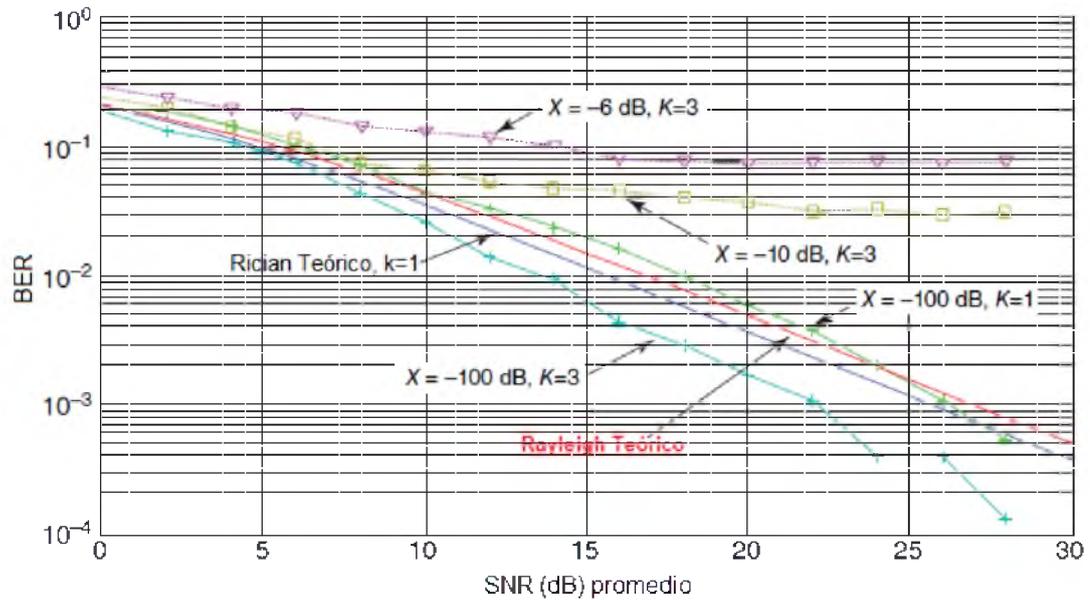


Figura 3. 10: BER de CPFSK con desvanecimiento de Rician y trayectorias múltiples.

Elaborado por: Autor

3.2. Modulaciones digitales en desvanecimiento de Rayleigh con codificación de bloque espacio - tiempo (STBC)

En esta sección se realizan dos modelos de simulación en Simulink utilizando la codificación de bloque espacio-tiempo (STBC) para compensar la degradación de la BER debido al desvanecimiento en el canal. Específicamente los modelos de simulación a diseñar son los siguientes:

- BPSK en desvanecimiento de Rayleigh con STBC
- QAM en desvanecimiento de Rayleigh con STBC

Antes de realizar el modelado, se presenta en la sección 3.2.1 la parte teórica de la codificación de bloque espacio – tiempo para BPSK.

3.2.1. Codificación de bloque espacio – tiempo para BPSK

Se ha comprobado que las técnicas de diversidad reportan mejoras significativas en el desempeño para canales con desvanecimientos independientes. El uso de múltiples antenas transmisoras y/o múltiples antenas receptoras (referido como MIMO) para la transmisión en canales independientes proporciona la diversidad. Alamouti desarrolló un esquema para STBC ortogonal que usa una implementación MIMO.

A continuación se resume el esquema para dos antenas transmisoras y una antena receptora empleando una combinación de relación máxima. En la figura 3.11 se ilustra una representación espacio - tiempo para un intervalo de tiempo $(t, t + T)$. En esta figura, el símbolo u_0 se transmite en la antena 0 y el símbolo u_1 se transmite simultáneamente a través de la antena transmisora 1. En el próximo período de símbolo, $-u_1^*$ se envía desde la antena 0 y u_0^* se envía desde la antena 1.

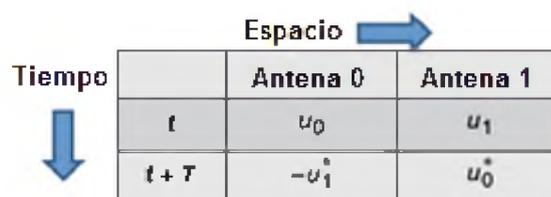


Figura 3. 11: Codificación de bloque espacio – tiempo
Elaborado por: Autor

La respuesta del canal entre la antena transmisora 0 y la receptora se denota por $h_0(t)$, es decir,

$$h_0(t) = h_0(t + T) = \alpha_0 e^{j\theta_0}$$

Donde α_0 es la amplitud del canal 0 y θ_0 es la fase del canal 0. Similarmente, la respuesta del canal entre la antena transmisora 1 y la receptora se denota por $h_1(t)$, es decir,

$$h_1(t) = h_1(t + T) = \alpha_1 e^{j\theta_1}$$

Donde α_1 es la amplitud del canal 1 y θ_1 es la fase del canal 1. Las señales recibidas de los canales 0 y 1 se denotan por $r(t) = r(t + T)$, respectivamente. Suprimiendo el tiempo t y dejando a $r_0 = r(t)$ y $r_1 = r(t + T)$ permiten que la señal recibida en un tiempo t se puede expresar como:

$$r_0 = r(t) = h_0 u_0 + h_1 u_1 + z_0$$

Y la señal en un tiempo $t + T$ sea:

$$r_1 = r(t + T) = -h_0 u_1^* + h_1 u_0^* + z_1$$

Donde z_0 y z_1 son variables independientes complejas de media cero en AWGN, cada una con varianza σ^2 adicionadas en los canales 0 y 1, respectivamente. Las ecuaciones mencionadas anteriormente se escriben en forma matricial de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} r_0 \\ r_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 \\ h_1^* & -h_0^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_0 \\ u_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_0 \\ z_1^* \end{bmatrix}$$

$$\text{Haciendo } r = \begin{bmatrix} r_0 \\ r_1^* \end{bmatrix}, z = \begin{bmatrix} z_0 \\ z_1^* \end{bmatrix} \text{ y } H = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 \\ h_1^* & -h_0^* \end{bmatrix}$$

Entonces $r = Hu + z$, donde H es ortogonal.

Los estimados de los símbolos transmitidos, denotado como:

$$\tilde{u} = \begin{bmatrix} \tilde{u}_0 \\ \tilde{u}_1 \end{bmatrix}$$

Se obtienen formando $\hat{u} = H^{T*} r$

Observamos que:

$$\begin{aligned} H^{T*} H &= \begin{bmatrix} h_0^* & h_1 \\ h_1^* & -h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 & h_1 \\ h_1^* & -h_0^* \end{bmatrix} = (|h_0|^2 + |h_1|^2) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) I_2 = D \end{aligned}$$

Donde $I_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ y la matriz $D = \begin{bmatrix} \alpha_0^2 + \alpha_1^2 & 0 \\ 0 & \alpha_0^2 + \alpha_1^2 \end{bmatrix}$ es una matriz

diagonal

Como resultado

$$\tilde{u} = H^{T*} r = H^{T*} Hu + H^{T*} z = Du + H^{T*} z$$

La relación señal a ruido (SNR) promedio es $\alpha_0^2 + \alpha_1^2 \bar{\gamma}_b$. Las estimaciones se utilizan para obtener la decisión basada en la distancia mínima euclidiana.

Para la misma energía, las señales BPSK eligen u_0 si la distancia euclidiana al cuadrado es:

$$d^2(\tilde{u}_0, u_0) \leq d^2(\tilde{u}_0, u_1)$$

Donde,

$$d^2(a, b) = |a|^2 + |b|^2 - 2\text{Re}(a^*b)$$

Para dos antenas transmisoras cada una enviando uno y dos símbolos a través de intervalos sucesivos (por ejemplo, 2×2), la tasa de código = 1. En general con un bloque de n símbolos transmitidos (donde n puede ser el número de antenas transmisoras) y m símbolos en el tiempo, la tasa de código $R = n / m$.

Usando la STBC Alamouti, se puede estimar y comparar el desempeño de la BER con el resultado teórico, en un canal con desvanecimiento de Rayleigh con diversidad. La probabilidad de error de bit P_b , para BPSK en desvanecimiento de Rayleigh con L canales independientes de diversidad, está dada por:

$$P_b = \left[\frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_c}{1 + \bar{\gamma}_c}} \right) \right]^{L-1} \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L-1+k}{k} \left[\frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_c}{1 + \bar{\gamma}_c}} \right) \right]^k$$

Donde $\bar{\gamma}_b = L\bar{\gamma}_c$ y $\bar{\gamma}_c$ es la relación señal a ruido (SNR) promedio por canal. Para una SNR grande:

$$P_b \approx \left(\frac{1}{4\bar{\gamma}_c} \right)^L \binom{2L-1}{L}$$

3.2.2. Codificación de bloque espacio – tiempo para 16-QAM

El desempeño de la BER para 16-QAM con desvanecimiento de Rayleigh ha sido investigado para dos antenas transmisoras y L antenas receptoras. La BER se expresa como:

$$P_b = \frac{1}{2}(P_{b1} + P_{b3})$$

Donde

$$P_{b1} = \frac{1}{2}(P_1 + P_2), \quad P_{b3} = \frac{1}{2}(2P_1 + P_2 - P_3)$$

$$P_i = \left[\frac{1}{2}(1 - \mu_i) \right]^{2L} \sum_{k=0}^{2L-1} \binom{2L-1+k}{k} \left[\frac{1}{2}(1 + \mu_i) \right]^k, \quad i = 1, 2, 3$$

Y

$$\mu_1 = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{5L + \bar{\gamma}_b}}, \quad \mu_2 = \sqrt{\frac{9\bar{\gamma}_b}{5L + 9\bar{\gamma}_b}} \quad \text{y} \quad \mu_3 = \sqrt{\frac{25\bar{\gamma}_b}{5L + 25\bar{\gamma}_b}}$$

3.2.3. BER de BPSK en desvanecimiento de Rayleigh con codificación bloque espacio – tiempo.

En la sección 3.2.1 se presentó una visión general de la STBC para el caso de dos antenas transmisoras y una antena receptora. La formulación puede generalizarse para N antenas transmisoras y M antenas receptoras, tal como se implementa en el *Toolbox* de Sistemas de Comunicaciones del

Matlab (*Communication System Toolbox*). En las figuras 3.12 y 3.13 se muestra el modelo Simulink para la estimación del desempeño de la BER de BPSK en desvanecimiento de Rayleigh con dos antenas transmisoras y una antenna receptora utilizando la STBC.

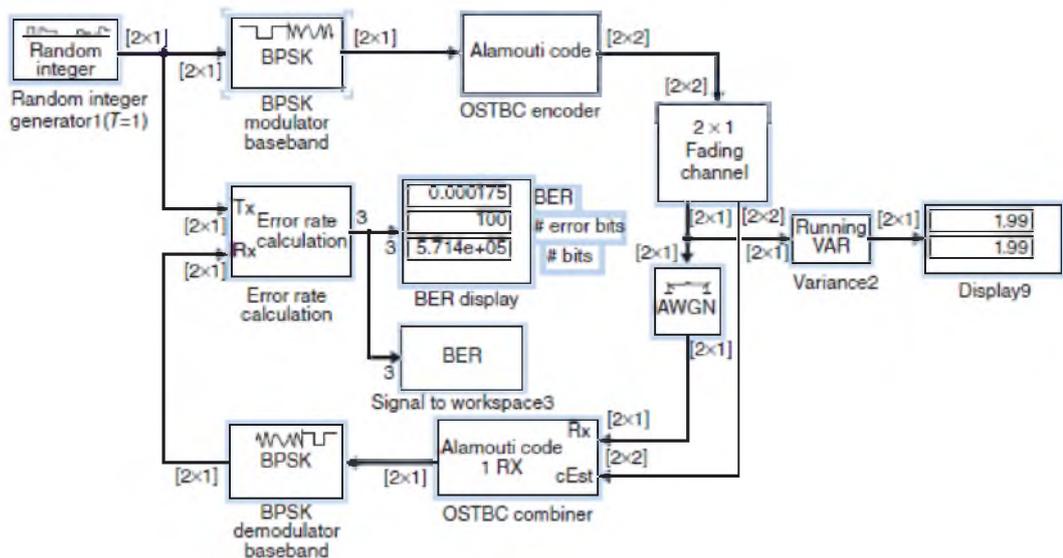


Figura 3. 12: Modelo Simulink para la BER de BPSK en desvanecimiento de Rayleigh con codificación de bloque espacio – tiempo 2×1 .

Elaborado por: Autor

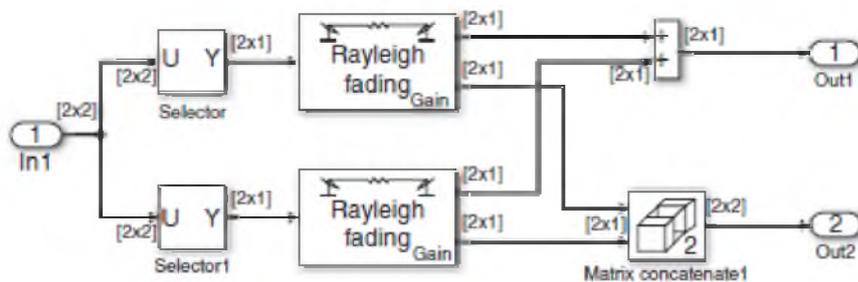


Figura 3. 13: Canal con desvanecimiento de Rayleigh para dos antenas transmisoras y una antenna receptora

Elaborado por: Autor

Los parámetros del modelo de simulación para BPSK en desvanecimiento de Rician con STBC se especifican a continuación:

- Señales antipodales = +1 y -1, 1 bit/símbolo

- Tiempo de muestreo = tiempo de símbolo = 1 s
- Basado en trama, 2 muestras/trama
- Tiempo de simulación = parada con 100 errores
- Semilla entera aleatoria = 22
- Modelo de desvanecimiento de Jakes con desplazamiento Doppler = 0.01 Hz para cada canal
- Potencia de la señal de entrada = 2 W
- Código Alamouti: 2 antenas transmisoras, 1 receptora (diversidad = 2)
- Relación señal a ruido (SNR) promedio = 18 dB =>
 - BER simulada = 0.000175
 - BER teórica = 0.00019

En la figura 3.14 se muestra el desempeño de la BER de BPSK con desvanecimiento de Rayleigh y STBC 2×1 usando los modelos Simulink mostrados en las figuras 3.12 y 3.13 en conjunto con la *bertool*. Utilizando la fórmula de la BER, en la sección 3.2.1 se muestran los resultados teóricos de la diversidad 1 y 2 para la comparación con los datos simulados.

En las figuras 3.15 y 3.16 se muestra el modelo Simulink para estimar el desempeño de la BER de BPSK en desvanecimiento de Rayleigh con dos antenas transmisoras y 2 antenas receptoras utilizando la codificación de bloque espacio - tiempo.

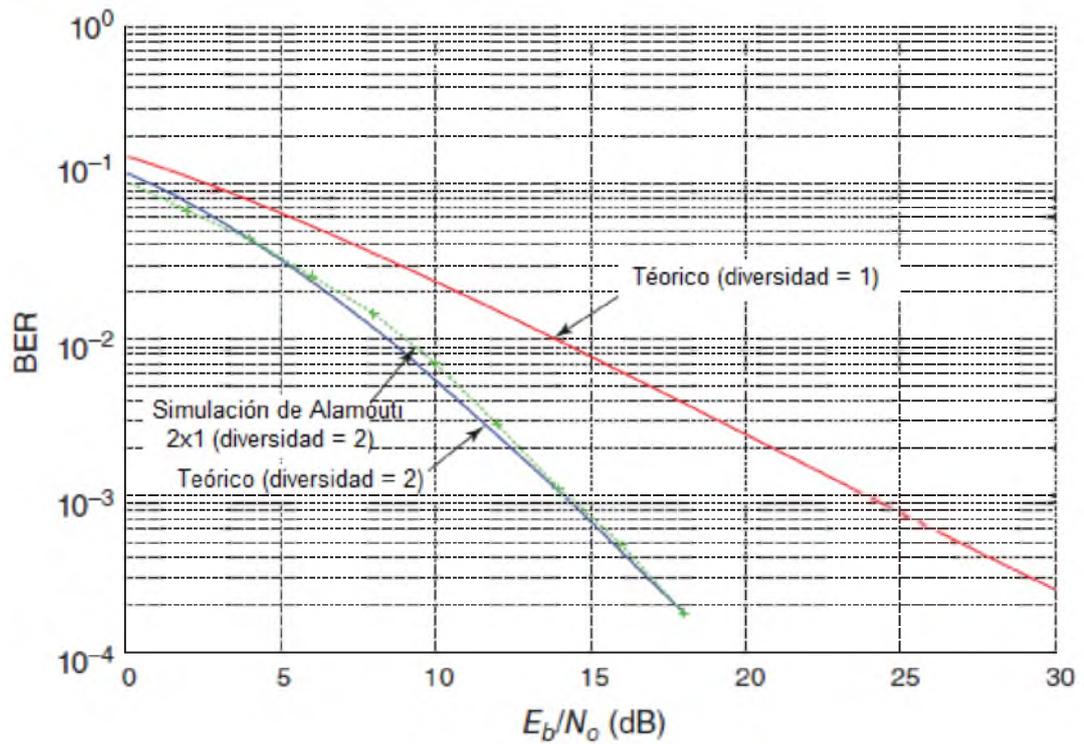


Figura 3. 14: Desempeño de la BER de BPSK en desvanecimiento Rayleigh con codificación de bloque espacio – tiempo 2×1
Elaborado por: Autor

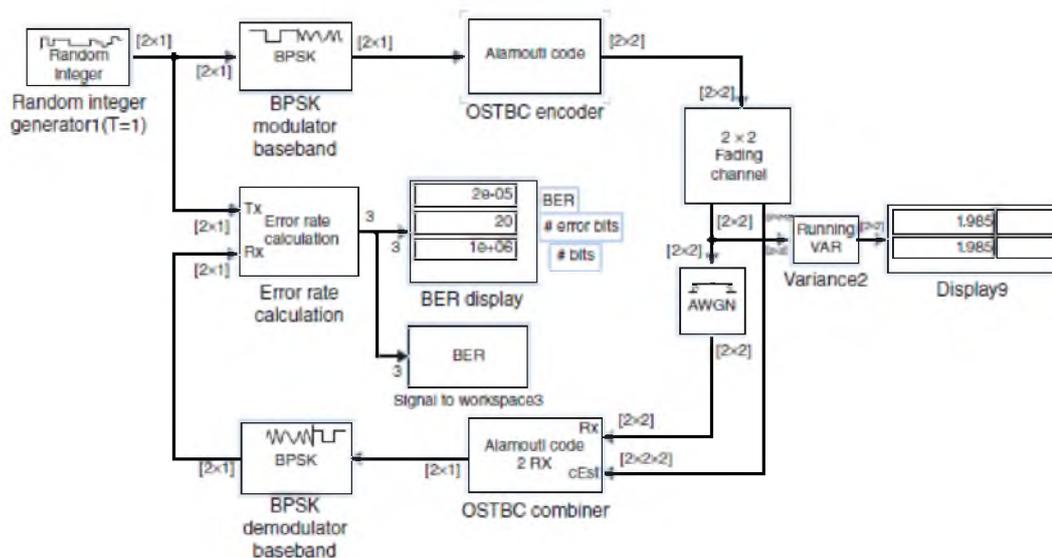


Figura 3. 15: Modelo Simulink para la BER de BPSK en desvanecimiento de Rayleigh con codificación de bloque espacio – tiempo 2×2.
Elaborado por: Autor

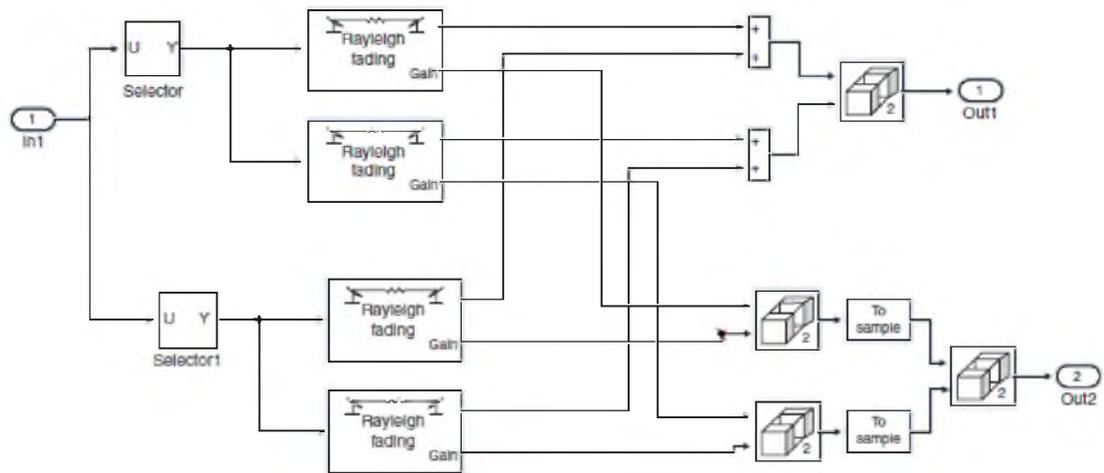


Figura 3. 16: Canal con desvanecimiento de Rayleigh para dos antenas transmisoras y una antena.

Elaborado por: Autor

Los parámetros del modelo para BPSK en desvanecimiento de Rayleigh con codificación de bloque espacio – tiempo, se especifican a continuación:

- Señales antipodales = +1 y -1, 1 bit/símbolo
 - Tiempo de muestreo = tiempo de símbolo = 0.001 s
 - Basado en trama, 2 muestras/trama
 - Tiempo de simulación = parada con 100 errores
 - Semilla entera aleatoria = 22
 - Modelo de desvanecimiento de Jakes con desplazamiento Doppler = 3 Hz para cada canal
 - Potencia de la señal de entrada = 2 W
 - Código Alamouti: 2 antenas transmisoras, 2 receptoras (diversidad = 4)
 - Relación señal a ruido (SNR) promedio = 15 dB =>
- BER simulada = 2×10^{-5}

En la figura 3.17 se muestra la BER de BPSK en desvanecimiento de Rayleigh con codificación de bloque espacio – tiempo 2x2 junto con los resultados teóricos obtenidos con la fórmula de la sección 3.2.1.

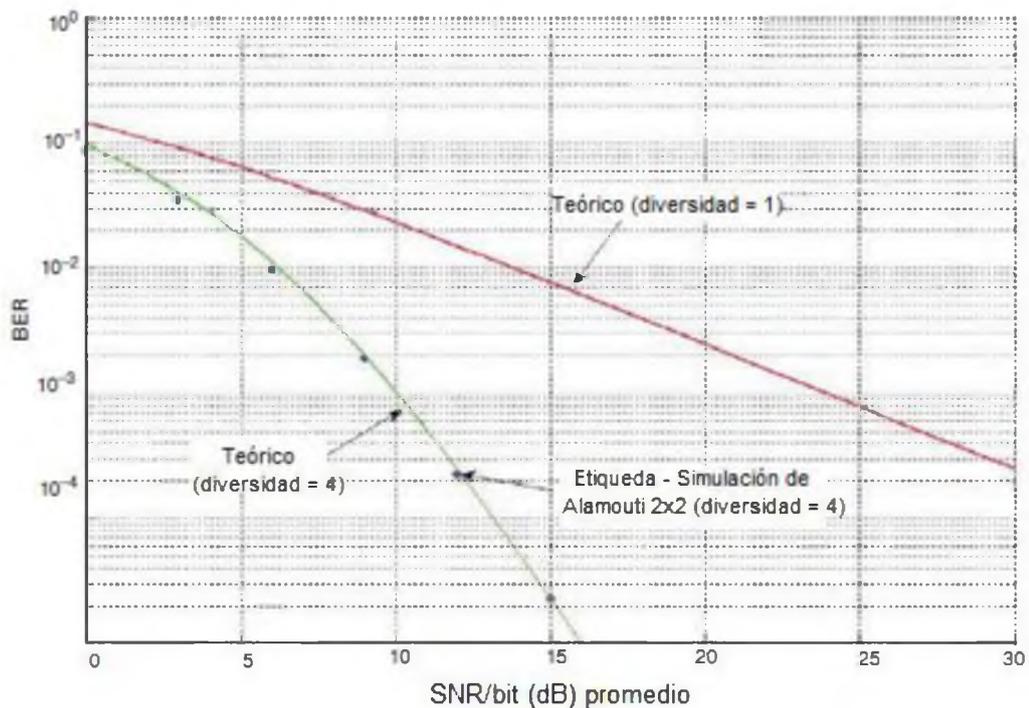


Figura 3. 17: BER de BPSK en desvanecimiento de Rayleigh con codificación de bloque espacio – tiempo 2x2.
Elaborado por: Autor

3.2.4. BER de QAM en desvanecimiento de Rayleigh con STBC.

En la sección 3.2.2 se resume el desempeño de la BER de 16-QAM con desvanecimiento de Rayleigh y diversidad para el caso de dos antenas transmisoras y L antenas receptoras. En la figura 3.18 se presenta el modelo Simulink para dos antenas transmisoras y dos antenas receptoras. En la figura 3.16 se muestra el modelo de canal con desvanecimiento de Rayleigh.

Los parámetros del modelo para 16-QAM en desvanecimiento de Rayleigh con STBC se especifican a continuación:

- Tiempo de muestreo = tiempo de símbolo = 1 s
- Basado en trama, 2 muestras/trama
- Tiempo de simulación = parada con 100 errores
- Semilla entera aleatoria = 22
- Modelo de desvanecimiento de Jakes con desplazamiento Doppler = 0.01 Hz para cada canal
- Potencia de la señal de entrada = 2 W
- Código de Alamouti: 2 antenas trasmisoras, 2 receptoras (diversidad = 4)
- Relación señal a ruido (SNR) promedio = 10 dB =>
 - BER simulada = 0.0081
 - BER teórica = 0.0083

En la figura 3.19 se muestra el desempeño de la BER en 16-QAM con desvanecimiento de Rayleigh, con dos antenas trasmisoras y dos antenas receptoras. Se observa que utilizando STBC 2×2, el desempeño de la BER simulado coincide adecuadamente con el desempeño teórico obtenido en la sección 3.2.2.

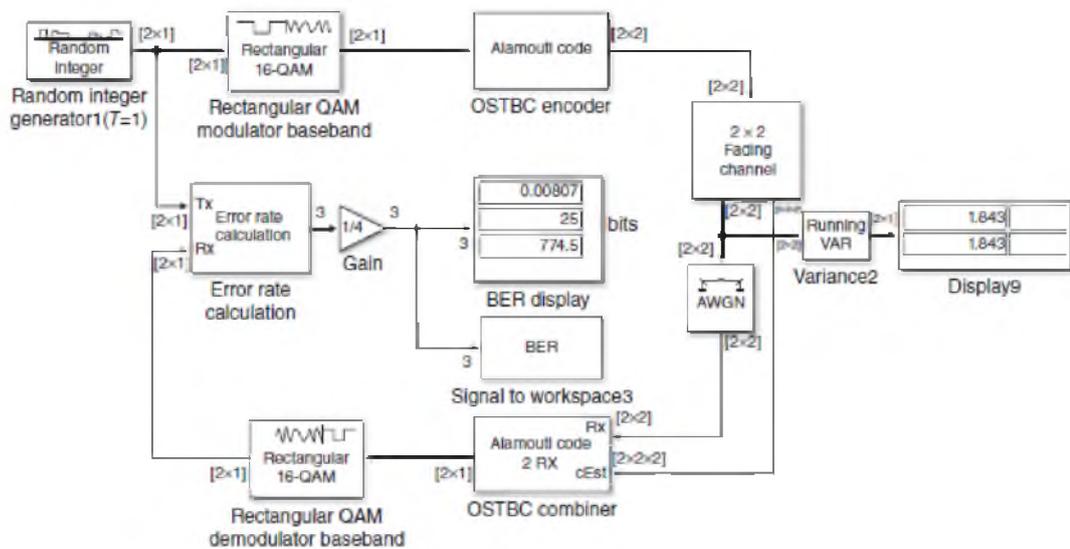


Figura 3. 18: Modelo Simulink para la BER de 16-QAM en desvanecimiento de Rayleigh con codificación de bloque espacio – tiempo 2x2.

Elaborado por: Autor

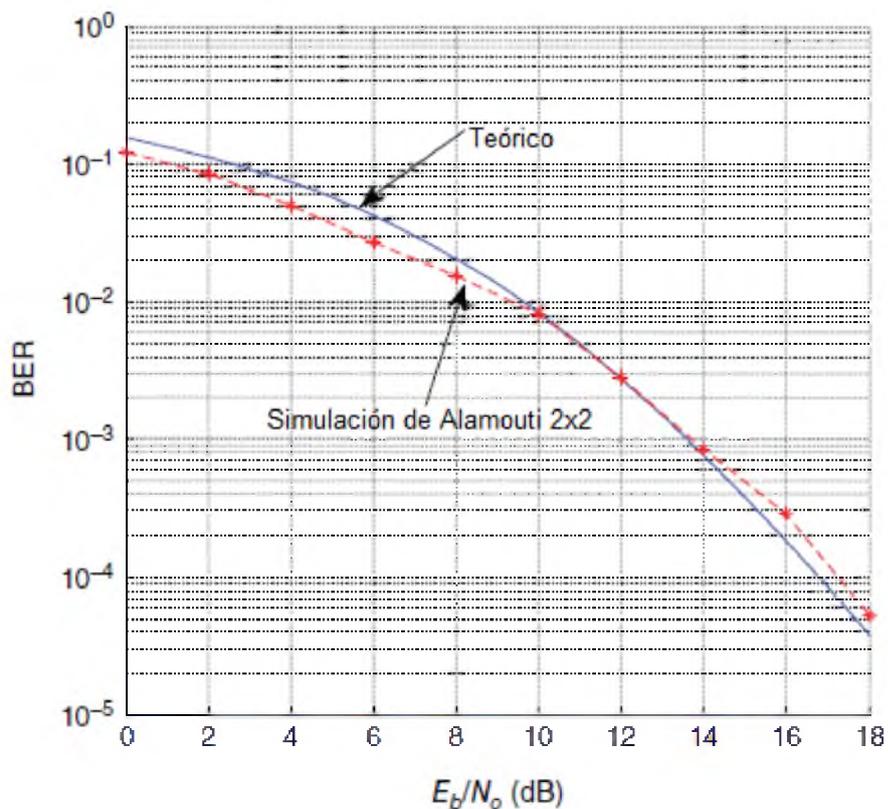


Figura 3. 19: BER para 16 QAM en desvanecimiento de Rayleigh con codificación de bloque espacio – tiempo 2x2

Elaborado por: Autor

CAPÍTULO 4: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

4.1. Conclusiones.

- Las técnicas de modulación de FSK principalmente la demodulación no coherente de señalización no ortogonal será, teóricamente, peor que su contraparte coherente, pero esto es solamente el enfoque teórico de este caso. En la práctica el desempeño puede ser muy diferente ya que los resultados obtenidos aquí sobre la demodulación coherente asumen una reconstrucción perfecta de la fase de la señal. En muchos casos ésta es una suposición muy optimista y contraria a la demodulación no coherente, el desempeño de la modulación coherente depende de la calidad de la circuitería de reconstrucción de fase. El desempeño empeora cuando existen desviaciones en la reconstrucción de la fase perfecta, la demodulación no coherente puede preferirse ya que la tasa de error teórica de esta técnica de señalización sólo depende de la calidad del circuito de correlación. Por tanto, para cualquier implementación digital, la tasa de error puede obtenerse en función de la longitud de palabra y de la precisión aritmética.
- El desempeño teórico de la BER en FSK es bien conocido. Sin embargo, cuando el canal presenta desvanecimientos, el desempeño de la BER para modulaciones específicas depende del modelo de desvanecimiento seleccionado y se degrada fuertemente a partir de su desempeño en AWGN. Las simulaciones que se presentaron incluyen

los modelos de desvanecimientos de Rayleigh y de Rician. Los modelos Simulink permiten la fácil estimación del desempeño de la BER en presencia de trayectorias múltiples. Esta posibilidad de simular en Simulink, es importante puesto que la estimación de la BER en presencia de trayectorias múltiples no se puede obtener fácilmente de forma analítica.

- El desempeño teórico de la BER en BPSK en AWGN es de amplio conocimiento. Sin embargo, cuando el canal presenta desvanecimientos, el desempeño de la BER para modulaciones específicas depende del modelo de desvanecimiento seleccionado y se degrada fuertemente a partir de su desempeño en AWGN. La codificación de bloque espacio – tiempo usando múltiples antenas transmisoras y/o receptoras puede mejorar considerablemente el desempeño de la BER en canales con desvanecimientos. Se han presentado ejemplos basados en las modulaciones BPSK y 16-QAM en desvanecimientos de Rayleigh con STBC que demuestran la diversidad alcanzada mediante el uso de esquemas con múltiples antenas.

4.2. Recomendaciones.

- Proponer trabajos de titulación a través de la implementación de diferentes técnicas de modulación que permitan comparar la variación de la BER para AWGN, Rayleigh y Rician.

- Utilizar la plataforma de simulación Simulink, para modelar diferentes aplicaciones de la ingeniería en telecomunicaciones, tales aplicaciones pueden ser en las áreas de Señales y Sistemas, Procesamiento Digital de Señales, Comunicaciones Ópticas, Inalámbricas, Satelitales, entre las más destacadas.

- Proponer nuevos trabajos de titulación para modelar en Simulink diferentes sistemas de comunicaciones utilizando modulaciones digitales y ver el comportamiento de los desempeños teóricos y simulados.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Abdullah, M. W., & Waheed, N. (2012). Performance and Detection of M-ary Frequency Shift Keying in Triple Layer Wireless Sensor Network. *International Journal of Computer Networks & Communications*, 177-189.
- Anand, P., Gupta, A., & Bhagat, S. (2014). Bit Error Rate Assessment of Digital Modulation Schemes on Additive White Gaussian Noise, Line of Sight and Non Line of Sight Fading Channels. *International Journal of Engineering Science Invention*, 6 - 10.
- Chy, D. K., & Khalil. (2015). Evaluation of SNR for AWGN, Rayleigh and Rician Fading Channels Under DPSK Modulation Scheme with Constant BER. *International journal of Wireless Communications and Mobile Computing*, 7 - 12.
- Elzinati, M. (2008). *Space-time Block Coding for Wireless Communications*.
- Fitton, M. (2015, Diciembre 15). *Berk*. Retrieved from Principles of Digital Modulation: http://www.berk.tc/combas/digital_mod.pdf
- Garvey, B. (2013). *Digital Modulation*. Atlanta: ARF.
- Hernández S., R., Fernández C., C., & Baptista L., M. (2010). *Metodología de la Investigación*. México: McGraw - Hill / Interamericana Editores, S. A.

- Kumar, P. S., Sumithra, M. G., & Sarumathi, M. (2013). Performance Comparison of Rayleigh and Rician Fading Channels In QAM Modulation Scheme Using Simulink Environment. *International Journal of Computational Engineering Research*, 56 - 62.
- Naguib, A., Tarokh, V., Seshadri, N., & Calderbank, A. (2015, Diciembre 15). *Departamento de Informática de la Universidad de Salerno*. Retrieved from Space-Time Coding and Signal Processing for High Data Rate Wireless Communications: <http://old.di.unisa.it/isit2000/tutorials/spacetime.pdf>
- Perisoara, L. A. (2012). BER Analyssis of STBC Codes for MIMO Rayleigh Flat Fading Channels. *Telfor Journal*, 78 - 82.
- Proakis, & Salehi. (2010). *Fundamentals of Communications Systems*. Pearson Prentice Hall.
- Raut, V. (2014). Implementation of Digital Modulation Techniques in MatLab. *International Journal of Advanced Technology in Engineering and Science*, 321-329.
- Santamaría, I. (2015, Diciembre 12). *OpenCourseWare de la Universidad de Cantabria*. Retrieved from Codificación ST por bloques (STBC): http://ocw.unican.es/enseñanzas-tecnicas/tratamiento-avanzado-de-senal-en-comunicaciones/material-de-clase-2/5%20-%20Codificacion_STBC.pdf

Usha, S. M., & Nataraj, K. R. (2013). BER Performance of Digital Modulation Schemes with and without OFDM Model for AWGN Rayleigh and Rician Channels. *International Journal of Science and Research*, 330 - 335.

DECLARACIÓN Y AUTORIZACIÓN

Yo, **WILMER AURELIO TOAINGA QUINGA** con C.C: # 1804975215 autor del Trabajo de Titulación: **SIMULACIÓN DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN CON MODULACIÓN FSK Y CODIFICACIÓN DE BLOQUE ESPACIO TIEMPO AFECTADOS POR LOS DESVANECIMIENTOS TIPO RAYLEIGH Y Rician** previo a la obtención del título de **INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES** en la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.

1.- Declaro tener pleno conocimiento de la obligación que tienen las instituciones de educación superior, de conformidad con el Artículo 144 de la Ley Orgánica de Educación Superior, de entregar a la SENESCYT en formato digital una copia del referido trabajo de titulación para que sea integrado al Sistema Nacional de Información de la Educación Superior del Ecuador para su difusión pública respetando los derechos de autor.

2.- Autorizo a la SENESCYT a tener una copia del referido trabajo de titulación, con el propósito de generar un repositorio que democratice la información, respetando las políticas de propiedad intelectual vigentes.

Guayaquil, 14 de marzo de 2016

f. _____
Nombre: **WILMER AURELIO TOAINGA QUINGA**
C.C: 1804975215



REPOSITORIO NACIONAL EN CIENCIA Y TECNOLOGÍA

FICHA DE REGISTRO DE TESIS/TRABAJO DE TITULACIÓN

TÍTULO Y SUBTÍTULO:	SIMULACIÓN DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN CON MODULACIÓN FSK Y CODIFICACIÓN DE BLOQUE ESPACIO TIEMPO AFECTADOS POR LOS DESVANECIMIENTOS TIPO RAYLEIGH Y RICIAN		
AUTOR(ES) (apellidos/nombres):	WILMER AURELIO TOAINGA QUINGA		
REVISOR(ES)/TUTOR(ES) (apellidos/nombres):	M. Sc. EDWIN F. PALACIOS MELÉNDEZ		
INSTITUCIÓN:	Universidad Católica de Santiago de Guayaquil		
FACULTAD:	Facultad de Educación Técnica para el Desarrollo		
CARRERA:	Ingeniería en Telecomunicaciones		
TÍTULO OBTENIDO:	Ingeniero en Telecomunicaciones		
FECHA DE PUBLICACIÓN:	14 de marzo de 2016	No. DE PÁGINAS:	74
ÁREAS TEMÁTICAS:	Fundamentos de Comunicaciones, Sistemas de Comunicaciones		
PALABRAS CLAVES/ KEYWORDS:	MODULACIÓN POR DESPLAZAMIENTO DE FASE, CODIFICACIÓN DE BLOQUE ESPACIO TIEMPO, DESVANECIMIENTO, CANALES AWGN y SIMULINK		
RESUMEN/ABSTRACT (150-250 palabras):	<p>A través de la búsqueda de investigaciones en revistas internacionales relacionadas con la modulación por desplazamiento de frecuencia (FSK) y con la codificación de bloque espacio tiempo, se pudo constatar que hay un buen número de publicaciones científicas relacionados tanto para la modulación FSK, codificación de bloque y afectaciones mediante diferentes desvanecimientos. También, se encontraron investigaciones afines al tema de titulación en repositorios digitales, ya sean proyectos de titulación y tesis de maestría. En el capítulo 1, se exponen las generalidades del trabajo de titulación, así como el objetivo tanto general como específico; en el capítulo 2, se explica la teoría relacionada al trabajo de titulación y; finalmente, en el capítulo 3, se desarrolló la simulación de un sistema de comunicación digital a través de software Simulink. Este programa, permite modelar un sistema de comunicación digital, específicamente para simular redes de telecomunicaciones, en este caso, el trabajo de titulación realizado es muy utilizado en Comunicaciones Satelitales.</p>		
ADJUNTO PDF:	<input checked="" type="checkbox"/> SI	<input type="checkbox"/> NO	
CONTACTO CON AUTOR/ES:	Teléfono: 042245804 0967209331	E-mail: aurelio-1992@hotmail.com	
CONTACTO CON LA INSTITUCIÓN: COORDINADOR DEL PROCESO DE UTE	Nombre: Palacios Meléndez Edwin Fernando		
	Teléfono: 0968366762		
	E-mail: edwin.palacios@cu.ucsg.edu.ec		

SECCIÓN PARA USO DE BIBLIOTECA

Nº. DE REGISTRO (en base a datos):	
Nº. DE CLASIFICACIÓN:	
DIRECCIÓN URL (tesis en la web):	